



# Contribution au Renvoi de Tension et à la reconstitution du réseau. Estimation des flux rémanents dans un transformateur

Vinicius Oiring de Castro Cezar

## ► To cite this version:

Vinicius Oiring de Castro Cezar. Contribution au Renvoi de Tension et à la reconstitution du réseau. Estimation des flux rémanents dans un transformateur. Energie électrique. Université de Grenoble, 2015. Français. NNT : . tel-01213065

**HAL Id: tel-01213065**

**<https://hal.science/tel-01213065>**

Submitted on 7 Oct 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE**

Spécialité : **Génie Électrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Vinicius OIRING DE CASTRO CEZAR**

Thèse dirigée par « **Jean-Louis COULOMB** »

Co encadrée par « **Olivier CHADEBEC** »  
« **Laure-Line ROUVE** »  
« **François-Xavier ZGAINSKI** »  
« **Bruno CAILLAULT** »

Préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble** dans l'**École Doctorale Electrotechnique Electronique Automatique et Traitement du Signal (E.E.A.T.S.)**

**Contribution au Renvoi de Tension et à la reconstitution du réseau. Estimation des flux rémanents dans un transformateur.**

Thèse soutenue publiquement le **03 juin de 2015**  
Devant le jury composé de :

**M. Jean-Louis COULOMB**

Professeur Emérite à Grenoble INP

(Examineur)

**M. François-Xavier ZGAINSKI**

Ingénieur expert EDF à la DTG de Grenoble

(Examineur)

**Mme. Laure-Line ROUVE**

Ingénieur de Recherche Grenoble INP

(Examineur)

**Mme. Florence OSSART**

Professeur à l'université Pierre et Marie Curie – Paris 6

(Président)

**M. Noël BURAI**

Professeur à l'université Claude Bernard Lyon I

(Rapporteur)

**Mme. Viviane Cristine SILVA**

Professeur à l'université de Sao Paulo (USP)

(Rapporteur)

**M. Olivier CHADEBEC**

Chargé de recherche HDR du CNRS Grenoble

(Invité)

**M. Bruno CAILLAULT**

Ingénieur expert EDF à la DTG de Grenoble

(Invité)





Our greatest weakness lies in giving up. The most certain way to succeed is  
always to try just one more time.

(Thomas A. Edison)





## Remerciements

---

Je voudrais tout d'abord remercier la présidente du jury, Mme Florence OSSART, et les rapporteurs, M. Noël BURAIIS et Mme. Viviane Cristine SILVA, pour avoir accepté l'invitation d'évaluer mes travaux de thèse.

Je veux également remercier mes encadrants (François-Xavier ZGAINSKI, Bruno CAILLAULT, Jean-Louis COULOMB, Laure-Line ROUVE et Olivier CHADEBEC) pour m'avoir donné l'opportunité de travailler sur ce sujet passionnant dans d'excellentes conditions de travail, ce qui m'a permis de progresser tout au long de ces trois ans. Je suis très content et fier du travail en équipe que nous avons réalisé. Une fois de plus merci pour l'immense plaisir que j'ai ressenti en travaillant avec vous.

Je n'oublie pas toute l'équipe (mécaniciens, techniciens, ingénieurs, secrétaires, etc.) du G2ELab et de la DTG pour l'accueil, en particulier Robert JULIEN, Sébastien METAY, Bilel ZOUCHE, Brice CHAUVIN, Dounia OUSTAD, Pierre-Yves GARCIA, Aurélien TEGNY, Axel RUMEAU, Didier CAVALLERA et Florian DUMAS pour m'avoir beaucoup aidé au long de la thèse.

J'associe à ces remerciements le centre des Renardières (site R&D d'EDF) pour m'avoir permis de mettre en œuvre ma nouvelle méthode d'estimation des flux rémanents sur un transformateur de puissance, ce qui a beaucoup enrichi mon travail.

Je tiens à remercier le directeur du G2ELab, James ROUDET, et le chef du service CEMG de la DTG, Renaud POLLIER, pour la confiance renouvelée à ce projet en m'accueillant pour un an et demi au sein du G2ELab et de la DTG dans le cadre d'un Post-Doctorat.

Je veux également remercier mes amis du G2ELab, de l'université de l'état de Sao Paulo (UNESP), mes anciens colocataires du Brésil (« República Casa do Cai-Alho ») et mes amis de Sao José dos Campos.

Une pensée spéciale pour un couple d'amis (Jean SANCHEZ et Aline PERROLLET) qui m'ont toujours aidé depuis mon arrivée en France. Merci pour m'avoir ouvert les « portes » Jean, merci pour ta gentillesse Aline, vous êtes vraiment importants pour moi.

Je veux également remercier ma belle-mère et mon beau-père, Sandra RAMIRO et Claudio KAWAKAMI, pour la confiance que vous m'avez accordée et pour m'avoir accueilli au sein de votre famille.

Merci à toute ma famille pour leur soutien tout au long de la thèse et je veux également rendre un hommage à ma grand-mère, Helena DE CASTRO CEZAR, qui sera toujours avec moi dans mon cœur.

Merci à mon père, Antonio DE CASTRO CEZAR, ma mère, Regina Fatima OIRING DE CASTRO CEZAR et ma petite sœur, Natalia OIRING DE CASTRO CEZAR, pour avoir cru en mes rêves. Sans votre soutien, je n'aurais jamais pu réussir cette thèse. Merci pour avoir été toujours là pour moi. Vous êtes vraiment importants dans ma vie.

Je finirai par la femme de ma vie, mon épouse, Juliana Assahi RAMIRO KAWAKAMI, pour ton existence dans ma vie. Chérie, c'est toujours difficile de t'expliquer l'amour que je ressens pour toi, mais je veux que tu saches que tu es sans doute le bonheur de ma vie, avec toi je peux tout faire. Merci pour ta compagnie, merci pour ta confiance, et merci de partager ta vie avec moi.

Je t'aime

Ton mari

Vinicius OIRING DE CASTRO CEZAR

# Sommaire

---



# Table de Matières

Remercîments.....	v
Liste des Figures.....	xv
Liste des Tableaux.....	xxiii
Introduction Générale.....	3
Chapitre I Courant d'appel (causes, conséquences et minimisation).....	11
I.1. L'apparition du courant d'appel dans le réseau.....	12
I.2. Les conséquences du courant d'appel pour le transformateur.....	13
I.2.1. Surtensions .....	14
I.2.2. Efforts électrodynamiques sur les bobinages .....	16
I.2.3. Vibration du Circuit magnétique.....	16
I.3. Identification des paramètres capables d'influencer le courant d'appel.....	17
I.3.1. Lien physique entre courant d'appel et flux.....	17
I.3.2. Approche analytique de l'équation du flux .....	19
I.3.3. Présentation des paramètres capables d'influencer le courant d'appel .....	22
I.3.3.1. Influence des paramètres sur la forme d'onde du courant d'appel.....	26
I.3.4. Étude de sensibilité du courant d'appel aux paramètres $\Phi_r$ et $\alpha$ .....	29
I.4. Les différentes stratégies utilisées pour minimiser ou éliminer le courant d'appel ..	37
I.4.1. Fermeture contrôlée des pôles du disjoncteur .....	38
I.4.2. Stratégie résistance de pré-insertion.....	41
I.4.3. Stratégie de calcul du flux par intégration de la tension .....	42
I.4.3.1. Estimateur de Flux Rémanent.....	43
I.4.4. Stratégie de démagnétisation.....	46
I.4.4.1. Démagnétiser le circuit magnétique .....	46
I.4.5. Stratégie de Prefluxing .....	48
I.4.5.1. Dispositif de prefluxing .....	51
I.4.6. Stratégie de mesure directe du flux par mesure de l'induction magnétique .....	53
I.4.6.1. Estimateur de Flux Rémanent.....	54
I.5. Conclusion: bilan des stratégies présentées et proposition d'axes d'amélioration....	59
Chapitre II : Une nouvelle méthode de Prefluxing.....	67

II.1. Principe de la nouvelle stratégie de Prefluxing.....	68
II.1.1. Détermination de la valeur du courant quasi-statique à injecter .....	68
II.1.1.1. Transformateur Monophasé.....	68
II.1.1.2. Transformateur Triphasé .....	71
II.1.2. Application d'une valeur de flux rémanent spécifique (maximum du flux rémanent) .....	77
II.1.3. Calcul de l'instant de fermeture optimal .....	80
II.2. Application de la méthode à un transformateur monophasé .....	81
II.2.1. Banc d'essai.....	81
II.2.1.1. Système d'enclenchement contrôlé.....	83
II.2.1.2. Transformateur Monophasé .....	84
II.2.1.3. Dispositif de Prefluxing .....	84
II.2.1.4. Système de mesures électriques.....	86
II.2.2. Résultats obtenus.....	87
II.3. Application de la méthode à un transformateur triphasé .....	93
II.3.1. Présentation du Laboratoire d'Essais Electriques des Renardières (LEER) .....	94
II.3.2. Banc d'essai.....	95
II.3.2.1. Dispositif de Prefluxing .....	96
II.3.2.2. Transformateur triphasé .....	97
II.3.2.3. Systèmes de mesures électriques .....	98
II.3.3. Résultats obtenus.....	99
II.4. Conclusion: avantages et inconvénients de la nouvelle stratégie de Prefluxing .....	103
Annexe A : Simulation de l'enclenchement contrôlé du notre transformateur triphasé suite à une opération du dispositif de Prefluxing .....	107
A.1. Approche analytique de l'équation du flux pour un transformateur triphasé .....	107
A.2. Fermeture Simultanée des pôles du disjoncteur .....	110
A.2.1. Simulation EMTP d'une fermeture simultanée des pôles du disjoncteur .....	118
A.3. Conclusion .....	129
Chapitre III : Une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur monophasé sans cuve. ....	135
III.1. Étude de l'efficacité de la stratégie de mesure directe du flux par mesure de l'induction magnétique et vérification de ses hypothèses, [CAV-11.1].....	139

III.1.1. Banc d'Essais .....	139
III.1.1.1. Système d'enclenchement contrôlé .....	142
III.1.1.2. Transformateur Monophasé .....	144
III.1.1.3. Capteurs d'induction magnétique.....	146
III.1.1.4. Dispositif de Prefluxing .....	147
III.1.1.5. Systèmes de mesures électriques.....	148
III.1.2. Efficacité de la stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique, [CAV-11.1] .....	148
III.1.2.1. Description de l'essai .....	149
III.1.2.2. Estimation du flux rémanent par la méthode d'intégration de la Tension ...	152
III.1.2.3. Calcul du flux rémanent par la méthode standard de mesure directe du flux par la mesure de l'induction magnétique .....	154
III.1.2.4. Analyse de l'erreur obtenue par la méthode standard de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique.....	161
III.1.3. Vérification des hypothèses faites par la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique [CAV-11.1].....	165
III.1.3.1. Loi qui décrit le comportement du flux rémanent en fonction de l'induction magnétique rémanente (Abaque).....	165
III.1.3.1.1. Description de l'essai mis en place pour l'obtention de la FT. ....	165
III.1.3.1.2. Les abaques obtenus .....	166
III.1.3.2. Influence des courants de Foucault sur le signal d'induction magnétique mesuré par le capteur.....	170
III.1.4. Conclusion : vers une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique .....	173
III.2. Nouvelle stratégie de la mesure directe de flux par la mesure de l'induction magnétique.....	174
III.2.1. Principe de la nouvelle méthode de mesure directe de flux par la mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur monophasé. ....	174
III.2.1.1. Obtention de l'abaque : $\Phi_r(B_{CMcapteur})$ .....	175
III.2.1.1.1. Classification des Abaques .....	177
III.2.1.2. Calcul de l'induction magnétique due au flux rémanent ( $B_{CMcapteur}$ ) .....	178
III.2.2. Application de la nouvelle méthode à un cas réel.....	180



III.2.3. Résultats obtenus par la nouvelle méthode .....	181
III.2.3.1. Abaques : analyses et classification .....	181
III.2.3.2. Calcul de la valeur du $B_{CM_{capteur}}$ et estimation de la valeur de flux rémanent .....	184
III.2.4. Étude de l'influence d'une « cuve » sur la nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique .....	186
III.2.4.1. Influence de la cuve sur les abaques .....	189
III.2.4.1.1. Comparaison des FT obtenues sans cuve et avec cuve .....	192
III.2.4.2. Influence de la cuve sur la détermination du $B_{CM_{capteur}}$ .....	195
III.2.5. Conclusion : analyse des points forts, des points faibles et adaptation vers un transformateur triphasé .....	201
Annexe A : Notations .....	205
Chapitre IV : Une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur triphasé .....	211
IV.1. Méthode d'estimation des flux rémanents d'un transformateur triphasé .....	213
IV.1.1. Introduction au problème inverse magnétostatique .....	213
IV.1.2. Application au transformateur triphasé.....	216
IV.1.2.1. Principe de l'inversion .....	216
IV.1.2.2. Choix des Bases .....	218
IV.1.2.2.1. Position des capteurs .....	218
IV.1.2.2.2. Présentation des quelques bases possibles .....	219
IV.1.2.3. Obtention des fonctions de transferts (FT).....	219
IV.1.2.4. Vérification de la condition de linéarité.....	222
IV.1.2.5. Comparaison entre bases.....	222
IV.1.2.6. Calcul du $B_{CM_{capteur}}$ et $B_{0_{capteur}}$ .....	223
IV.1.2.6.1. Estimation du $B_{0_{capteur}}$ dans le cas d'un transformateur triphasé .....	223
IV.2. Application de la méthode sur un transformateur réel .....	224
IV.2.1. Banc d'essais .....	224
IV.2.1.1. Transformateur.....	228
IV.2.1.2. Dispositif de Prefluxing .....	228
IV.2.1.3. Système de mesures électriques .....	228

IV.2.1.4. Capteurs d'induction magnétique .....	229
IV.2.1.5. Système d'enclenchement contrôlé de la SEMT .....	230
IV.2.2. Description de l'essai.....	231
IV.2.2.1. Essais en Continu .....	232
IV.2.2.2. Essais d'enclenchement .....	233
IV.3. Résultats obtenus.....	234
IV.3.1. Valeurs des Flux rémanents estimés par la méthode d'Intégration de la tension. .....	234
IV.3.2. Valeurs des Flux rémanents estimés par la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. ....	234
IV.3.2.1. Vérification de la condition de linéarité du problème.....	235
IV.3.2.2. Modèle Direct Retenu .....	238
IV.3.2.2.1. Validation du modèle direct .....	238
IV.3.2.3. Estimation de $B_{0\text{capteur}}$ et $B_{CM\text{capteur}}$ après chaque mise hors tension du transformateur .....	241
IV.3.2.4. Valeurs des flux rémanents estimées après chaque mise hors tension.....	245
IV.4. Conclusion : points forts, points faibles et perspectives .....	247
Conclusion Générale .....	251
Bibliographie .....	257



# Liste des Figures

Figure 1	Exemple d'une mise sous tension brusque.....	4
Figure 2	Exemple d'une mise sous tension progressive .....	4
Figure I-1	Exemple d'un enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur le réseau.....	12
Figure I-2	Exemple classique de surintensité générée par l'enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur le réseau. Figure extrait du livre J&P transformer book, Ed.13, p.514.....	13
Figure I-3	Surintensités et surtensions mesurées lors d'un essai de renvoi de tension brusque.....	15
Figure I-4	Illustration de forces générées par le phénomène de la magnétostriction sur une tôle de circuit magnétique. Cette illustration a été extraite du livre J&P transformer book, Ed.13, p.446.....	16
Figure I-5	L'origine du courant d'appel dans un transformateur lors de son enclenchement brusque à vide sur un réseau.....	19
Figure I-6	Différences entre la courbe « $\Phi(i)$ » simplifiée (rouge) et la vraie courbe « $\Phi(i)$ » (noire).....	23
Figure I-7	L'origine du paramètre flux rémanent ( $\Phi_r$ ) : exploitation de mesures réalisés sur un transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	25
Figure I-8	Influence de la courbe « $\Phi(i)$ » réelle d'un transformateur sur la forme d'onde du courant d'appel.....	27
Figure I-9	Influence de la courbe $\Phi(i)$ du transformateur monophasé de 1,15 kVA, Tableau I-2, sur la forme d'onde du courant.....	28
Figure I-10	Courbe « $\Phi(i)$ » déduite des mesures faites pendant la mise sous tension du transformateur.....	30
Figure I-11	Comparaison entre les courbes « $\Phi(i)$ » mesuré et analytique.....	32
Figure I-12	Graphe $ I_{appel}  = f(\alpha)$ , (module de la valeur maximale du courant d'appel en fonction de l'instant de fermeture du pôle du disjoncteur).....	34
Figure I-13	Exemple de cas de mise sous tension brusque d'un transformateur monophasé.....	36
Figure I-14	Exemple d'enclenchement triphasé avec fermeture simultanée des trois pôles du disjoncteur.....	39
Figure I-15	Exemple d'enclenchement triphasé avec fermeture non simultanée des pôles du disjoncteur.....	40

Figure I-16	Différentes stratégies possibles pour minimiser les courants d'appel.....	41
Figure I-17	Exemple schématique de la stratégie « résistance de pré-insertion ».....	42
Figure I-18	Exemple schématique de la stratégie « intégration de la tension ».....	42
Figure I-19	Modèle de Kapp d'un transformateur monophasé : chutes de tension à travers les différents paramètres ( $R_p$ , $L_p$ , $L_{mag}$ ) lorsque le transformateur est alimenté sur le réseau.....	43
Figure I-20	Exemple d'estimation de flux rémanent obtenue par la stratégie « intégration de la tension ».....	45
Figure I-21	Exemple schématique de la stratégie « démagnétisation ».....	46
Figure I-22	Flux en fonction du temps – Exemple de démagnétisation d'un transformateur de 19MVA.....	47
Figure I-23	Exemple schématique de la stratégie de « prefluxing ».....	48
Figure I-24	Exemple d'enclenchement réalisé par la stratégie de prefluxing lorsque l'angle de fermeture appliqué est de $210^\circ$ .....	49
Figure I-25	Exemple d'enclenchement réalisé par la stratégie de prefluxing (transformateur triphasé) lorsque l'angle de fermeture appliqué est de $90^\circ$ .....	50
Figure I-26	Exemple des signaux de tension, flux et courant mesurés pendant la mise en œuvre du « dispositif de prefluxing ».....	52
Figure I-27	Exemple schématique de la stratégie de mesure du flux par « mesure de l'induction magnétique ».....	54
Figure I-28	Approche théorique de l'induction vue par le capteur.....	55
Figure I-29	Signaux de courant et induction mesurés pendant la mise hors tension du transformateur.....	56
Figure I-30	Principe de la méthode pour discriminer les influences du champ magnétique externe et du champ magnétique de fuite dû au circuit magnétique sur le signal de l'induction mesuré par le capteur.....	57
Figure II-1	Exemple schématique de la connexion entre le dispositif de prefluxing et le transformateur et des formes d'onde de courant et tension obtenues pour un transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	69
Figure II-2	Exemple du signal de flux et de la courbe « $\Phi(I)$ » décrite par le circuit magnétique d'un transformateur monophasé de 1,15 kVA lorsque le courant montré dans la Figure II-1 b est injecté dans le bobinage primaire du transformateur.....	70
Figure II-3	Exemples de la forme d'onde du courant injecté dans un transformateur triphasé et de la connexion qui doit être faite entre le dispositif de Prefluxing et le transformateur.....	72

Figure II-4	Exemple du traitement qui est réalisé sur les signaux des tensions mesurées lors de l'injection d'un courant quasi statique dans un transformateur triphasé, $\Delta$ -Y, de 400 kVA.....	74
Figure II-5	Exemple des signaux des flux et des courbes « $\Phi$ vs I » décrites par le circuit magnétique d'un transformateur triphasé, $\Delta$ -Y, de 400 kVA lorsque le courant montré dans la Figure II-3 a est injecté dans le transformateur.....	77
Figure II-6	Exemples de signaux de courant et flux obtenus pendant l'étape de magnétisation du circuit magnétique d'un transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	78
Figure II-7	Exemples de signaux de courant et flux obtenus pendant l'étape de magnétisation du circuit magnétique d'un transformateur triphasé $\Delta$ -Y de 400 kVA.....	79
Figure II-8	Banc d'essai mis en place pour l'implémentation de la nouvelle stratégie de Prefluxing.....	82
Figure II-9	Schéma du système d'enclenchement contrôlé utilisé pendant les essais...	83
Figure II-10	Courbe « $\Phi(I)$ » (cycle majeur de la courbe d'hystérésis à 50 Hz) décrit par le transformateur.....	84
Figure II-11	Source de courant et générateur de signal utilisés pendant les essais.....	85
Figure II-12	Systèmes de mesures électriques utilisés pendant les essais.....	86
Figure II-13	Allure des courants qui ont été injectés dans le primaire du transformateur.....	87
Figure II-14	Courbes « $\Phi$ vs I » décrites par le circuit magnétique du transformateur pour différents niveaux des courants maximales quasi statiques.....	89
Figure II-15	Comparaison entre les cycles d'hystérésis décrits, à 0Hz (rouge) et à 50Hz (vert), par le circuit magnétique du transformateur monophasé de 1,15kVA.....	90
Figure II-16	Exemple complet de l'application de la nouvelle stratégie de Prefluxing au transformateur, monophasé, CECLA, de 1,15 kVA.....	92
Figure II-17	Valeurs maximales des courants d'appels en p.u. du courant nominal en charge, obtenues pour une séquence de 10 mises sous tensions brusques du transformateur monophasé, CECLA de 1,15 kVA.....	93
Figure II-18	Image de la station d'essais de puissance (SEP), site des Renardières.....	95
Figure II-19	Banc d'essai mis en place dans le SEMT aux sites des Renardières.....	96
Figure II-20	Dispositif de Prefluxing utilisé pour magnétiser le transformateur.....	97
Figure II-21	Transformateur triphasé retenu pour les essais.....	98
Figure II-22	Systèmes de mesures électriques utilisés pendant les essais.....	99

Figure II-23	Exemple de courant injecté entre les phases « 1 » et « 3 » du transformateur.....	100
Figure II-24	Courbes « Flux vs I » décrites par la jambe du circuit magnétique qui correspond à la phase « 1 » du transformateur pour différents valeurs de courant quasi statique injecté.....	102
Figure A-1	Valeurs de flux imposés aux phases « 1 », « 2 » et « 3 », lorsque le transformateur est mis sous tension avec un instant de fermeture où les tensions dans les phases valent respectivement 330°, 90° et 210°.....	112
Figure A-2	Estimation des signaux de flux qui circulent dans les jambes du circuit magnétique lorsque le transformateur triphasé, $\Delta$ -Y, 400 kVA est enclenché avec un temps de fermeture unique (correspondant aux phases : 330° ; 90° ; 210° pour les phases « 1 », « 2 » et « 3 ») qui a été déterminé à partir des valeurs de flux rémanents présents dans les jambes du circuit magnétique après l'étape de magnétisation du transformateur (-0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal) en privilégiant la phase 2.....	114
Figure A-3	Estimation des signaux de flux qui circulent dans les jambes du circuit magnétique lorsque le transformateur triphasé, $\Delta$ -Y, de 400 kVA est enclenché avec les instants de fermeture « unique » 1 et 2.....	117
Figure A-4	Schéma unifilaire par phase des mesures et du circuit électrique équivalent pendant l'essai de court-circuit d'un transformateur.....	119
Figure A-5	Schéma unifilaire par phase des mesures et du circuit électrique équivalent pendant l'essai à vide d'un transformateur.....	120
Figure A-6	Circuit électrique simulé dans le logiciel EMTP.....	121
Figure A-7	Signaux de flux et tension simulés par EMTP lors d'une mise sous tension brusque où la répartition de flux rémanent est égale à -0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal et l'angle de fermeture « unique » correspond aux 3 angles des tensions : 330° ; 90° ; 210°.....	124
Figure A-8	Signaux de flux et tension simulés par EMTP lors d'une mise sous tension brusque où la répartition de flux rémanent est égale à -0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal et l'angle de fermeture « unique » correspond aux 3 angles des tensions : 315° ; 75° ; 195°.....	126
Figure A-9	Signaux de flux et tension simulés par EMTP lors d'une mise sous tension brusque où la répartition de flux rémanent est égale à -0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal et l'angle de fermeture « unique » correspond aux 3 angles des tensions : 345° ; 105° ; 225°.....	128
Figure III-1	Banc d'essai mis en place pour le test de la méthode proposée en [CAV-11.1].....	141
Figure III-2	Schéma du système d'enclenchement contrôlé utilisé pendant les essais.....	142

Figure III-3	Exemple d'une ouverture lorsque le système d'enclenchement contrôlé est connecté à un transformateur monophasé de 1,15 kVA et l'angle d'ouverture correspondait à 90°.....	144
Figure III-4	Données constructives et courbe « $\Phi(I)$ » du transformateur.....	145
Figure III-5	Capteur d'induction de technologie Bartington utilisé pendant les essais.....	147
Figure III-6	Source de courant et générateur de signaux utilisés pendant les essais...	147
Figure III-7	Système de mesures électriques utilisé pendant les essais.....	148
Figure III-8	Séquence d'onze enclenchements réalisés avec un transformateur monophasé de 1,15 kVA avec les angles de fermeture et ouverture décrits dans le Tableau III-2.....	150
Figure III-9	Schématique de la position et orientation des capteurs par rapport le transformateur.....	152
Figure III-10	Valeur de flux rémanent estimée par la méthode d'intégration de la tension pendant la mise hors tension du transformateur, plus précisément la mise hors tension No 3 présentée dans le Tableau III-2.....	153
Figure III-11	Signaux des inductions mesurées par les capteurs 1, 2 et 3 voies X, Y et Z pendant les onze mises sous tensions présentés dans le Tableau III-2....	155
Figure III-12	Valeurs retenues pour les paramètres $\Delta\Phi$ et $\Delta B$ lors de la mise hors tension No. 3 montrées dans le Tableau III-2.....	157
Figure III-13	Valeur de l'induction magnétique rémanente calculée lors de la mise hors tension No. 3 montrée dans le Tableau III-2.....	159
Figure III-14	Valeurs de flux rémanents calculées par la méthode d'intégration de la tension et la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique pour chacune des voies pour chaque capteur. Ces valeurs ont été calculées à partir des onze mises hors tension.....	163
Figure III-15	FT obtenues pour les capteurs No. 1, 2 et 3 voies X, Y et Z.....	169
Figure III-16	Comparaison des cycles $F(I)$ et $B(I)$ obtenues à 50 Hz (mise sous/hors tension No. 3, Tableau III-2) et à 0 Hz (Essai No. 5, Tableau III-9).....	171
Figure III-17	Exemple schématique de la nouvelle stratégie d'estimation du flux par mesure de l'induction magnétique.....	174
Figure III-18	Exemple du procédé mis en place pour déterminer les valeurs positive et négative de flux et induction magnétique rémanents lorsqu'un courant quasi statique est injecté dans la bobine du transformateur.....	176
Figure III-19	Exemples des différents types de FT possibles (catégories vert, jaune et rouge).....	178



Figure III-20	Exemple didactique de comment obtenir le $B_{CM\text{capteur}}$ . Signal d'induction magnétique mesurée à la mise sous/hors tension No. 3 montré dans le Tableau III-2.....	179
Figure III-21	Résumé du procédé de l'essai mis en place pour estimer la valeur de flux rémanent en utilisant la nouvelle méthode.....	181
Figure III-22	FT obtenues par le capteur No. 1 lorsque les courants quasi statiques montrés dans le Tableau III-8 ont été injectés dans la bobine du transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	182
Figure III-23	FT obtenues par le capteur No. 2 lorsque les courants quasi statiques montrés dans le Tableau III-8 ont été injectés dans la bobine du transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	183
Figure III-24	FT obtenues par le capteur No. 3 lorsque les courants quasi statiques montrés dans le Tableau III-8 ont été injectés dans la bobine du transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	184
Figure III-25	Comparaison entre les valeurs de flux rémanent calculées par la méthode d'intégration de la tension, par la nouvelle méthode et par la méthode standard basée sur la mesure de l'induction magnétique.....	186
Figure III-26	Disposition des capteurs No. 1, 2 et 3 et de la cuve par rapport au circuit magnétique du transformateur.....	189
Figure III-27	FT obtenues pour les 3 capteurs lorsque les courants quasi statiques montrés dans le Tableau III-9 ont été injectées dans la bobine du transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	191
Figure III-28	Comparaison des FT obtenues sans cuve (rouge) et avec cuve (bleu) pour la voie X du capteur No. 1.....	192
Figure III-29	Comparaison entre les FT obtenues sans cuve (rouge) et avec cuve (bleu) pour le capteur No. 1 voies Y et Z.....	193
Figure III-30	Comparaison entre les FT obtenues sans cuve (vert) et avec cuve (noire) pour le capteur No. 2 voies X, Y et Z.....	195
Figure III-31	Influence du courant d'appel sur le $B_{0\text{capteur}}$ , lorsque le transformateur monophasé de 1,15 kVA est enclenché avec cuve. L'induction montrée dans cette figure correspond à un capteur positionné à l'extérieur de la cuve....	196
Figure III-32	Illustration de l'influence du courant à vide sur l'aimantation de la cuve...	197
Figure III-33	Signaux de courant et d'inductions magnétiques mesurées par les capteurs No. 1 (voie X), 2 (voie Y), et 3 (voie Z), pendant la séquence de onze mises sous/hors tensions du transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	197
Figure III-34	Signaux d'induction magnétique mesurées pendant la mise sous/hors tension No. 3 du transformateur, avec et sans cuve.....	198
Figure III-35	Signaux d'induction magnétique mesurées pendant la mise hors tension No. 3 du transformateur, avec et sans cuve.....	199

Figure III-36	Comparaison entre les valeurs de flux rémanent calculées par la méthode d'intégration de la tension et par la nouvelle méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique lorsque le transformateur a une cuve.....	201
Figure IV-1	Illustration de la nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique appliquée à un transformateur triphasé.....	212
Figure IV-2	Exemple classique d'un problème inverse magnétostatique (« m » boucles de courants entourés de « n » capteurs d'induction).....	214
Figure IV-3	Exemple d'un réseau de capteurs positionnés autour d'un transformateur triphasé qui est aimanté avec trois valeurs de flux rémanent ( $\Phi_{r1}$ , $\Phi_{r2}$ et $\Phi_{r3}$ ).....	216
Figure IV-4	Exemples de différents types de bases envisageables.....	219
Figure IV-5	Détermination des valeurs des flux rémanents et des inductions magnétiques ( $B_{CM\text{capteur}}$ ) lorsqu'un courant quasi statique est injecté dans le transformateur.....	221
Figure IV-6	Exemple des différents types de couplages entre le dispositif de Prefluxing et les phases du transformateur et les bases générées par ces couplages.....	221
Figure IV-7	Exemple théorique d'application de la méthode d'estimation du paramètre $B_{0\text{capteur}}$ .....	224
Figure IV-8	Banc d'essais mis en place dans le SEMT aux sites des Renardières.....	227
Figure IV-9	Vues du circuit magnétique du transformateur.....	228
Figure IV-10	Capteurs utilisés pendant les essais.....	230
Figure IV-11	Système de fixation au circuit magnétique et d'étanchéité des capteurs....	230
Figure IV-12	Schéma de l'installation électrique pendant la réalisation des essais de mise sous tension du transformateur.....	231
Figure IV-13	Position des capteurs pendant les essais en continu et d'enclenchement.....	232
Figure IV-14	Exemples des fonctions de transfert obtenues lors des essais en continu...	236
Figure IV-15	FT types An, AB et CA obtenues par le capteur M1x.....	237
Figure IV-16	Obtention des FT types An, Cn, AB et BC à partir des bases choisis Bn et CA.....	240
Figure IV-17	Exemple de l'estimation des paramètres $B_{0\text{capteur}}$ et $B_{CM\text{capteur}}$ pour l'enclenchement No. 1 du Tableau IV-4 pour le capteur M2x.....	243



## Liste des Tableaux

Tableau I-1	Caractéristiques nominales du transformateur côté cible.....	14
Tableau I-2	Caractéristiques nominales du transformateur.....	24
Tableau I-3	Caractéristiques nominales du transformateur.....	47
Tableau II-1	Caractéristiques nominales du transformateur retenu pour les essais.....	84
Tableau II-2	Valeurs positive et négative de flux rémanent obtenues pour chaque niveau de courant maximum injecté.....	88
Tableau II-3	Caractéristiques nominales du transformateur retenu pour les essais.....	98
Tableau II-4	Valeurs positive et négative du flux rémanent obtenus pour chaque niveau de courant quasi statique injecté dans le primaire du transformateur.....	100
Tableau A-1	Données des essais à vide et de court-circuit du transformateur triphasé $\Delta$ -Y de 400 kVA.....	118
Tableau A-2	Caractéristiques de la source d'alimentation, du transformateur et de conditions initiales lors pour faire la simulation.....	122
Tableau III-1	Caractéristiques nominales du transformateur retenu pour les essais.....	145
Tableau III-2	Angles de fermeture et d'ouverture correspondant à chaque mise sous tension.....	149
Tableau III-3	Résultats obtenus par la méthode intégrale de la tension.....	153
Tableau III-4	Ecart de l'induction magnétique calculés pour chacune des voies de chacun des capteurs.....	156
Tableau III-5	Valeurs de $\Delta\Phi$ et $\Delta B$ retenus pour les onze mises hors tension montrés dans le Tableau III-2.....	158
Tableau III-6	Valeurs de $B_{mesuré}$ , $B_{0capteur}$ et $B_{CMcapteur}$ retenues pour les onze mises hors tension présentées dans le Tableau III-2.....	160
Tableau III-7	Valeurs de flux rémanents calculées pour les onze mises hors tensions montrés dans le Tableau III-2 en utilisant la méthode standard de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique.....	161
Tableau III-8	Valeurs des courants injectés dans le primaire du transformateur monophasé de 1,15 kVA.....	166
Tableau III-9	Valeurs des flux rémanents calculées pour chaque valeur de courant quasi statique injecté dans le primaire du transformateur.....	167

Tableau III-10	Comparaison entre les valeurs de DF et DB mesurées à 50 Hz et 0 Hz lorsque le courant qui circule dans la bobine vaut $\pm 1 A_{\text{crête}}$ .....	172
Tableau III-11	Classification des abaques obtenus en essai.....	184
Tableau III-12	Valeurs de $B_{\text{CMcapteur}}$ calculées pour chacune des 11 mises hors tensions.....	185
Tableau III-13	Valeurs de flux rémanent estimés pour chacune des 11 mises hors tensions en utilisant nouvelle méthode.....	185
Tableau III-14	Classification des abaques obtenus pour le transformateur avec « cuve ».....	192
Tableau III-15	Valeurs de $B_{\text{CMcapteur}}$ calculées pour chacune des 11 mises hors tensions montrées dans la Figure III-33.....	200
Tableau III-16	Valeurs de rémanents estimés pour chacune des 11 mises hors tensions en utilisant la nouvelle méthode.....	200
Tableau IV-1	Valeurs maximales de flux rémanents imposés au circuit magnétique pour chaque type de couplage. Les résultats, ci-dessus, ont été obtenus lors des essais en continu présentés dans le paragraphe §IV.2.2.1.....	222
Tableau IV-2	Caractéristiques nominales du transformateur retenu pour les essais.....	228
Tableau IV-3	Valeurs des courants quasi statiques injectés dans le transformateur triphasé de 400 kVA.....	232
Tableau IV-4	Séquence des enclenchements réalisés en utilisant le transformateur triphasé de 400 kVA.....	233
Tableau IV-5	Valeurs des flux rémanents estimés pour chaque mise hors tension du transformateur.....	234
Tableau IV-6	Comportements des FT obtenues pour chaque voie de chaque capteur à partir des essais en continu.....	237
Tableau IV-7	Bases retenues à partir des FT type Bn et CA.....	238
Tableau IV-8	FT reconstruites à partir des bases Bn et CA choisies.....	238
Tableau IV-9	Valeurs de $B_{\text{mesuré}}$ , $B_{0\text{capteur}}$ et $B_{\text{CMcapteur}}$ estimées pour chacune des 13 mises hors tensions montrées dans le Tableau IV-4.....	245
Tableau IV-10	Comparaison entre les valeurs de flux rémanent estimées par la méthode d'intégration de la tension et par notre méthode.....	246

# Introduction Générale



## Introduction Générale

Les travaux qui sont présentés dans ce manuscrit ont été réalisés dans le cadre d'une thèse CIFRE, financée par la société EDF – DTG (Energie de France – Division Technique Générale) en collaboration avec le G2elab (Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble). Cette thèse est la suite d'une première thèse intitulée « Contribution au renvoi de tension et à la reconstitution du réseau. Identification des paramètres d'un réseau et estimation des flux rémanents dans un transformateur » et qui a été soutenue en 2011 par Didier CAVALLERA.

Au sein du G2elab, j'ai travaillé dans l'équipe ERT CMF (Equipe de Recherche Technologique Champs Magnétiques Faibles). Le principal axe de recherche de l'équipe ERT CMF est l'identification de sources de champs électromagnétiques pour des applications navales et civiles à partir de mesures magnétiques en champ proche.

Au sein de la société EDF – DTG, j'ai travaillé dans le pôle « Renvoi de Tension et Reconstitution du Réseau ». Cette équipe travaille sur la reconstitution du réseau électrique suite à un incident réseau généralisé ou « black-out » en limitant les risques sur les matériels. Il travaille également sur la validation des scénarios de renvoi de tension.

Une opération de renvoi de tension consiste à constituer un réseau électrique reliant deux unités de production en formant un « réseau séparé » afin que l'unité n° 1, groupe source, puisse alimenter en énergie l'unité n° 2, groupe cible, qui est une tranche nucléaire. L'unité de production du groupe source peut être un groupe hydraulique, une turbine à combustion ou une tranche nucléaire. Les différentes configurations possibles pour une opération de renvoi de tension génèrent différents scénarios de renvoi de tension. Une opération de renvoi de tension ne peut être réalisée que si le scénario a été préalablement validé par étude et essais réels par le pôle « Renvoi de Tension et Reconstitution du Réseau »

Les opérations de renvoi de tension sont fréquemment réalisées après un incident réseau lorsque les unités de production nucléaires n'ont pas réussi leur îlotage (un groupe est îloté lorsqu'il est découplé du réseau et continue à assurer l'alimentation de ses auxiliaires). Les unités de production doivent alors être réalimentées depuis une autre unité de production. L'opération de renvoi de tension est cruciale pour la sûreté du réseau électrique français car elle permet par la suite la réalimentation de la clientèle dans les plus brefs délais.

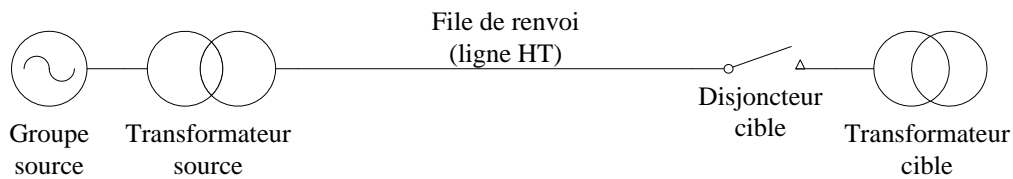
Il existe deux types de renvoi de tension : l'un dit « progressif » et l'autre dit « brusque » [CAV-11.1].

Dans le cas du renvoi de tension brusque (Figure 1), la remise sous tension du transformateur « côté cible » est faite par l'enclenchement brusque du disjoncteur « côté cible » lorsque la ligne de renvoi est réalimentée par le groupe source sous une tension préalablement abaissée à une valeur égale à 90% de sa tension nominale. Ce type de renvoi peut s'avérer dommageable à la fois pour le réseau comme pour le transformateur cible car il peut générer d'importantes surtensions et surintensités temporaires (appelés également courants d'appel du transformateur) harmoniques. Les conséquences de ces phénomènes transitoires pour le transformateur sont :

- l'apparition de claquages diélectriques,
- la déformation des bobinages due aux efforts électrodynamiques,
- le desserrage du circuit magnétique.

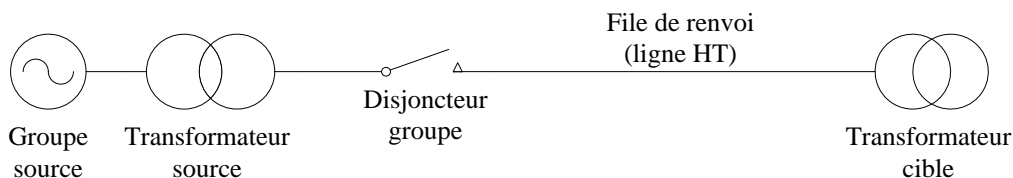


Face à la répétition et à l'intensité de ces phénomènes, la durée de vie du transformateur diminue.



**Figure 1 – Exemple d'une mise sous tension brusque**

Concernant, le cas du renvoi de tension progressive (Figure 2), le disjoncteur « côté source » est fermé à tension nulle puis la tension est augmentée progressivement jusqu'à 90% de la tension nominale du groupe source au moyen d'une séquence particulière consistant à exciter l'alternateur après la fermeture hors tension du disjoncteur de groupe. Avec ce type de renvoi de tension, il n'y a pas de risque de surtensions ou de surintensités ni pour le réseau ni pour le transformateur cible.



**Figure 2 – Exemple d'une mise sous tension progressive**

Ce type de renvoi de tension n'est possible que si le groupe source est une centrale hydraulique ou une turbine à combustion disposant de la fonction de black-start, car l'alternateur peut être contrôlé de façon à avoir un démarrage progressif (montée en tension progressive). Pour le cas où le groupe source est une centrale nucléaire, ce type de démarrage n'est pas possible. Pour cette raison, lorsque le groupe source est une centrale nucléaire, le renvoi de tension est systématiquement brusque ce qui pour la majorité des cas engendre des courants d'appel importants.

Dans ce cadre, une étude détaillée des principales causes des courants d'appel a été réalisée afin de mieux comprendre les phénomènes transitoires qui se passent lors de la remise sous tension brusque d'un transformateur sur le réseau.

Ce travail de thèse vise à mieux connaître le phénomène des courants d'appel et à proposer de nouvelles solutions à EDF-DTG dans le but de les minimiser. Deux méthodes innovantes capables de minimiser ces courants d'appels seront présentées. Ces deux méthodes constituent le cœur même de ce travail de thèse.

Le manuscrit est organisé en quatre chapitres.

Le chapitre I propose une étude détaillée des courants d'appel, avec pour objectif l'identification des principaux paramètres les influençant, ceci dans le cas d'une mise sous tension brusque. Une présentation de l'état de l'art des principales stratégies utilisées pour minimiser les courants d'appel sera réalisée. Les avantages et les inconvénients de chaque approche seront également présentés.

Le chapitre II est consacré à la présentation d'une nouvelle stratégie d'élimination complète des courants d'appel lors d'une mise sous tension brusque d'un transformateur.

Cette stratégie est appelée « *Prefluxing* ». Le principe de cette méthode consiste à magnétiser le transformateur avec la valeur absolue maximale de flux rémanent que le circuit magnétique peut acquérir. A partir de cette valeur de flux rémanent connue et maîtrisée, il est possible de calculer l'instant optimal de fermeture des pôles du disjoncteur ce qui permet d'enclencher le transformateur en éliminant les courants d'appel. La méthode s'appuie sur un dispositif de dit de *Prefluxing*. Le principe de fonctionnement de ce dispositif sera présenté. Son utilisation sur un transformateur réel sera ensuite proposée. Le chapitre se conclura sur les points forts et les points faibles de cette méthode.

Le chapitre III présente une autre stratégie basée sur le « *Mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique* ». Cette stratégie a été initialement proposée par [CAV-11.1]. Le principe de cette méthode est de déterminer les flux rémanents présents dans le circuit magnétique du transformateur après sa mise hors tension à partir de la mesure de l'induction magnétique réalisée par des capteurs d'induction positionnés au voisinage du transformateur. Dans un premier temps, nous vérifierons l'efficacité de cette méthode et la validité de ses hypothèses. Pour cela, des essais expérimentaux assez spécifiques ont été réalisés et les résultats obtenus seront présentés. Dans une deuxième partie du Chapitre III, une amélioration de la méthode proposée par [CAV-11.1] sera proposée. Elle sera appliquée à un transformateur monophasé sans cuve de 1kVA. Le principe de cette nouvelle méthode consiste toujours estimer le flux rémanent à partir de la mesure de l'induction magnétique avec des capteurs. L'amélioration apportée réside dans une calibration préalable qui consiste à relever expérimentalement la fonction de transfert entre le flux dans le circuit et l'induction mesurée sur les capteurs au voisinage du transformateur. Soulignons que cette fonction transfert est obtenue à l'aide du dispositif de *Prefluxing* du chapitre II. L'influence de la présence d'une cuve sur la nouvelle méthode sera présentée en fin de chapitre.

Le Chapitre IV présentera une « *Nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique appliquée à un transformateur triphasé* ». Le principe de cette méthode est de toujours remonter aux valeurs de flux rémanents à partir de la mesure de l'induction magnétique au voisinage du transformateur. La difficulté est qu'il est nécessaire de déterminer non pas un flux rémanent mais trois. Ce point est une réelle difficulté et nos travaux sur le sujet ne sont qu'une première étape. Dans ce contexte, la fonction de transfert entre les flux et les mesures devient matricielle. Celle-ci peut être obtenue expérimentalement à l'aide du dispositif de *Prefluxing*. Nous avons ensuite tenté d'inverser le problème sous une hypothèse de nullité des flux rémanents. La méthode a été testée sur un transformateur triphasé de 400kVA. Nous verrons que cette approche n'a pas donné les résultats escomptés car l'hypothèse de flux nul semble trop forte. L'approche demeure toutefois pleine de potentialités mais devra encore être perfectionnée.

Le document se terminera par les traditionnelles conclusions et mettra le travail en perspectives. Une attention particulière sera portée sur les améliorations encore nécessaires pour rendre les méthodes développées dans le cadre de cette thèse opérationnelles dans un cadre industriel.



# Chapitre I

## Courant d'appel (causes conséquences, et minimisation)

*Ce chapitre introduit la problématique du courant d'appel, plus précisément son apparition dans le réseau, ses conséquences pour le transformateur, l'identification des paramètres influençant et les différentes méthodes pour le minimiser.*



## Table des matières

Chapitre I Courant d'appel (causes, conséquences et minimisation).....	11
I.1.    L'apparition du courant d'appel dans le réseau.....	12
I.2.    Les conséquences du courant d'appel pour le transformateur.....	13
I.2.1.    Surtensions .....	14
I.2.2.    Efforts électrodynamiques sur les bobinages .....	16
I.2.3.    Vibration du Circuit magnétique.....	16
I.3.    Identification des paramètres capables d'influencer le courant d'appel.....	17
I.3.1.    Lien physique entre courant d'appel et flux .....	17
I.3.2.    Approche analytique de l'équation du flux .....	19
I.3.3.    Présentation des paramètres capables d'influencer le courant d'appel .....	22
I.3.3.1.    Influence des paramètres sur la forme d'onde du courant d'appel.....	26
I.3.4.    Étude de sensibilité du courant d'appel aux paramètres $\Phi_r$ et $\alpha$ .....	29
I.4.    Les différentes stratégies utilisées pour minimiser ou éliminer le courant d'appel ..	37
I.4.1.    Fermeture contrôlée des pôles du disjoncteur .....	38
I.4.2.    Stratégie résistance de pré-insertion.....	41
I.4.3.    Stratégie de calcul du flux par intégration de la tension .....	42
I.4.3.1.    Estimateur de Flux Rémanent.....	43
I.4.4.    Stratégie de démagnétisation.....	46
I.4.4.1.    Démagnétiser le circuit magnétique .....	46
I.4.5.    Stratégie de Prefluxing .....	48
I.4.5.1.    Dispositif de prefluxing .....	51
I.4.6.    Stratégie de mesure directe du flux par mesure de l'induction magnétique .....	53
I.4.6.1.    Estimateur de Flux Rémanent.....	54
I.5.    Conclusion: bilan des stratégies présentées et proposition d'axes d'amélioration....	59



## Chapitre I Courant d'appel (causes, conséquences et minimisation)

Ce chapitre introduit la problématique du courant d'appel, plus précisément son apparition dans le réseau, ses conséquences pour le transformateur, l'identification des paramètres influençant et les différentes méthodes pour le minimiser.

Comme nous l'avons évoqué précédemment dans *l'Introduction Générale*, la surintensité (courant d'appel) est un courant transitoire qui apparaît dans le réseau lors d'un enclenchement brusque sur le réseau d'un transformateur à vide.

Ce courant peut atteindre des valeurs extrêmement élevées qui peuvent provoquer par voie de conséquence des effets indésirables pour le transformateur. La répétition de ces effets va conduire à la diminution de la durée de vie du transformateur. Alors, il apparaît très judicieux de connaître et maîtriser les paramètres capables d'influencer le courant d'appel de façon à le minimiser voir même l'éliminer.

Afin de pouvoir comprendre entièrement la problématique du courant d'appel, une étude détaillée a été réalisée et est présentée en trois parties.

La première partie expose quand ce phénomène apparaît dans le réseau et présente ses conséquences pour le transformateur.

La deuxième partie expose une étude détaillée d'identification des paramètres capables d'influencer l'amplitude, la durée et l'allure temporelle du courant d'appel. Cette étude a été faite à partir d'une approche analytique, où les équations du flux et du courant d'appel ont été respectivement modélisées à partir de la tension appliquée aux bornes du transformateur (supposée sinusoïdale) et de la courbe d'induction fonction du champ magnétique ( $B(H)$ ) qui est une caractéristique du noyau. Cette approche analytique nous a permis d'identifier dans un premier temps les grandeurs physiques capables d'influencer le courant d'appel.

La troisième et dernière partie présente un état de l'art des méthodes plus connues qui visent à la minimisation des courants d'appels, avec leurs avantages et leurs inconvénients. A la fin de cette troisième partie, une conclusion fait le bilan des méthodes exposées et introduit les sujets qui seront abordés dans les prochains chapitres est présentée.

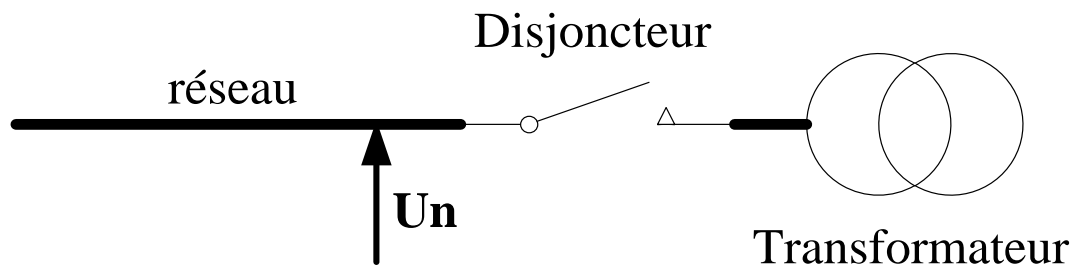


### 1.1. L'apparition du courant d'appel dans le réseau

Nous avons vu dans *l'Introduction Générale* que l'enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur le réseau est réalisé pendant une opération de renvoi de tension brusque. Nous avons aussi vu que, usuellement, ce type de mise sous tension est fait pour d'autres raisons distinctes :

- la réalimentation des auxiliaires d'une unité de production ou d'un transformateur du transport suite à un incident généralisé réseau
- la mise sous tension d'un transformateur de ferme éolienne
- la mise sous tensions des transformateurs du réseau
- la mise sous tension brusque d'un transformateur de centrale hydraulique de type STEP.

En résumé, l'enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur le réseau consiste à mettre le transformateur sous tension par la fermeture brusque de son disjoncteur quand le réseau est alimenté à une tension proche de sa tension nominale ( $U_n$ ). Un exemple d'enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur le réseau peut être vu ci-dessous, (Figure I-1).



**Figure I-1** Exemple d'un enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur le réseau.

Lors de ce type d'enclenchement, pour la majorité des cas, des surintensités (courants d'appel) apparaissent [BLU-44], [HOL-68]. La durée et l'intensité de ce courant dépendent de certains paramètres qui peuvent être divisés en trois groupes :

Chapitre I: Les conditions initiales au moment de l'enclenchement du transformateur [CIG-14].

Chapitre II: Le design du transformateur [ANS-85]

Chapitre III: La sous-station électrique à laquelle le transformateur est connecté. [ANS-87]

Dans cette partie nous nous bornerons à l'étude d'un transformateur monophasé par souci de simplification.

La présentation de ses paramètres et de leur influence sur la forme d'onde du courant d'appel est détaillée dans le paragraphe §I.3. A titre d'illustration un exemple classique d'allure temporelle de ce type de surintensité est présentée ci-dessous, (Figure I-2).

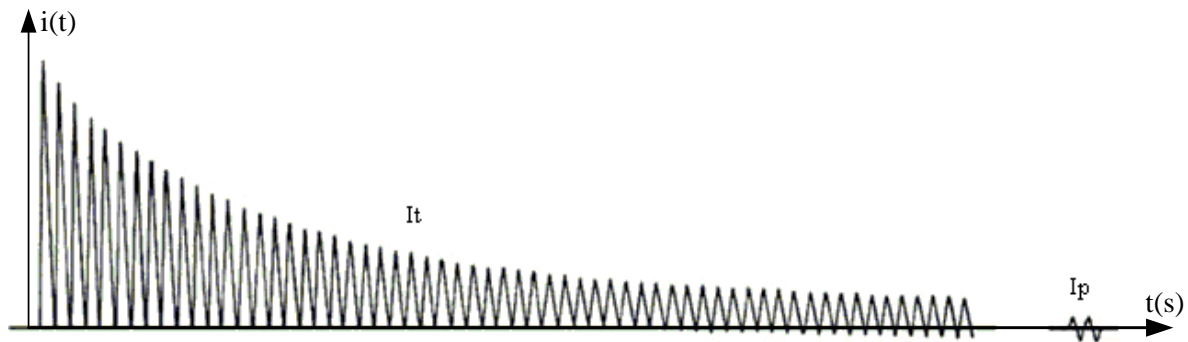


Figure I-2 Exemple classique de surintensité générée par l'enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur le réseau. Figure extrait du livre J&P transformer book, Ed. 13, p. 514, [HEA-07].

A partir de l'illustration précédente, (Figure I-2), nous pouvons voir clairement que le courant d'appel est composé de deux régimes très distincts : transitoire (représenté par  $I_t$ ) et permanent (représenté par  $I_p$ ).

Pendant le régime permanent du courant d'appel, après la phase transitoire liée à l'enclenchement, le courant absorbé par le transformateur présente des caractéristiques intéressantes comme une faible intensité et des composantes harmoniques impaires, plus précisément les harmoniques 3 et 5. [GUI-73]. Ce courant peut être aussi nommé courant à vide ou courant magnétisant du transformateur. L'intensité de ce courant est très inférieure au courant nominal du transformateur, le régime permanent du courant d'appel n'est pas sensé causer des problèmes pour le transformateur.

Par contre, pendant le régime transitoire, le courant d'appel présente des pics de courant assez élevés [GUI-73] et un contenu riche en harmoniques impaires, plus précisément les harmoniques 3 et 5 [GUI-73]. A titre de remarque, sous certaines conditions, le courant d'appel peut atteindre une amplitude de dix fois le courant nominal du transformateur. De plus, ce régime peut durer plusieurs secondes voir même plusieurs minutes avant de s'éteindre. Par définition, la durée du régime transitoire du courant d'appel est caractérisé par une constante d'amortissement, «  $\tau$  ». Les paramètres influençant la constante d'amortissement sont présentés dans le paragraphe §I.3. Le régime transitoire du courant d'appel peut causer de nombreux problèmes sévères pour le transformateur.

## ***1.2. Les conséquences du courant d'appel pour le transformateur***

Comme évoqué dans le paragraphe §I-1, lors de l'enclenchement brusque d'un transformateur à vide, le courant d'appel qui apparaît peut présenter un régime transitoire assez lent, riche en harmoniques et avec des pics de courant très élevés.

Dans ce paragraphe nous allons présenter les conséquences que ce type de surintensité peut engendrer sur le réseau et sur les transformateurs. Les principales conséquences sont listées ci-dessous et expliquées avec plus de détail ensuite :

- Surtensions [POV-78], [SYB-85],
- Efforts électrodynamiques sur les bobinages [STE-02]
- Vibration du circuit magnétique [HEA-07], [KUL-04]
- Bruit important par la vibration du circuit magnétique et des bobinages
- Vieillesse prématuré des composants du réseau (disjoncteur, transformateurs, ...)

### I.2.1. Surtensions

De toutes les conséquences générées par les courants d'appel la surtension est la plus grave, car elle provoque le vieillissement prématuré de l'isolation diélectrique du transformateur. Pour les transformateurs qui se trouvent déjà dans une situation critique, elle peut entraîner l'explosion de l'appareil. Les surtensions générées par les courants d'appels peuvent être de deux types distincts : transitoires et résonantes [SAD-12].

La surtension transitoire est un phénomène très rapide et plutôt haute fréquence (par rapport à la surtension temporaire harmonique) qui apparaît dans le réseau juste après la manœuvre de fermeture du disjoncteur, elle arrive très souvent pour les cas où la ligne de transmission est très longue [SAD-12].

Par contre, à la surtension harmonique résonante est un phénomène assez lent (par rapport la surtension transitoire) qui apparaît dans le réseau quelques millisecondes après la surtension transitoire. Elle est due à la résonance entre la capacité de ligne et l'inductance non linéaire du transformateur (inductance magnétisant), [ROC-82].

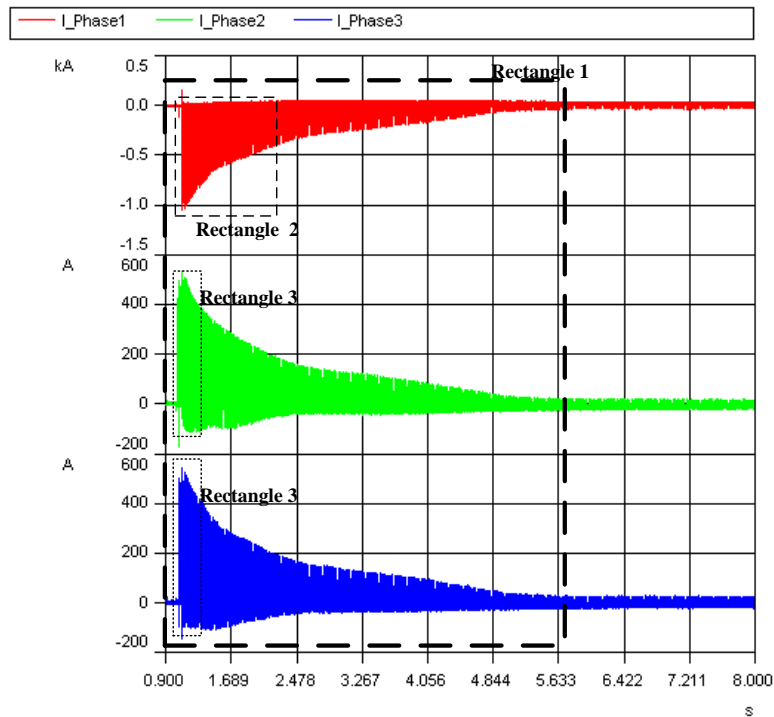
Ces deux types de surtensions, sous certaines configurations du réseau, peuvent atteindre des valeurs largement supérieures aux niveaux admissibles par le transformateur et peuvent provoquer la défaillance des systèmes de protection (parafoudre) [ADI-92] et l'endommagement du transformateur, plus précisément la dégradation diélectrique du transformateur [KET-02], [SAN-03].

A titre d'exemple, une surintensité et la surtension générée par cette surintensité sont montrées ci-dessous (Figure I-3). Ces signaux ont été mesurés lors d'un essai de renvoi de tension brusque. Cet essai a été fait entre les centrales de Tricastin, groupe source, et de Cruas, groupe cible, ces centrales sont respectivement situées dans les communes de Saint-Paul-Trois-Châteaux et de Cruas-Meysses à 50 kilomètres de distance l'une de l'autre. Le transformateur cible qui a été réalimenté est un transformateur triphasé composé de 3 transformateurs monophasés (3x360 MVA), couplage étoile pour le primaire et triangle pour le secondaire (Y-d). C'est le côté primaire qui a subi l'enclenchement. Les caractéristiques nominales des trois transformateurs monophasés enclenchés sont montrées ci-dessous, (Tableau I-1).

<b>S<sub>nominale</sub></b> <b>(MVA)</b>	<b>V<sub>primaire</sub> côté HT</b> <b>(kV<sub>RMS</sub>)</b>	<b>V<sub>secondaire</sub> côté</b> <b>BT (kV<sub>RMS</sub>)</b>	<b>I<sub>primaire</sub></b> <b>(A<sub>RMS</sub>)</b>	<b>I<sub>secondaire</sub></b> <b>(kA<sub>RMS</sub>)</b>
<b>360</b>	239,6	24	289	2,9

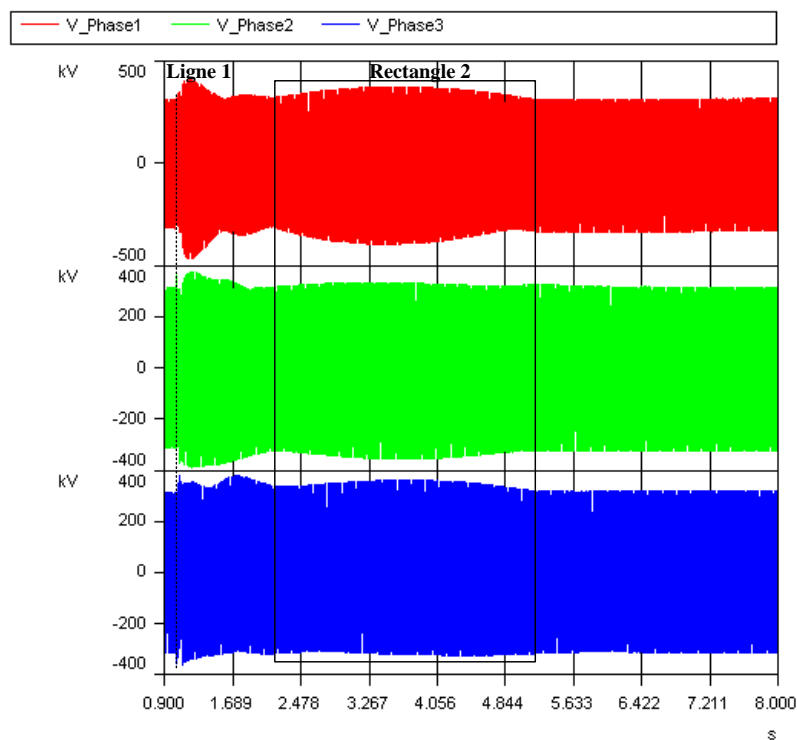
Tableau I-1 Caractéristiques nominales du transformateur côté cible

Les surintensités, (Figure I-3.a), mesurées pendant l'essai montrent que les courants d'appel présentent un régime transitoire de 4,7 secondes (rectangle 1) et restent supérieurs à la valeur crête du courant primaire nominal du transformateur pendant 1,58 secondes (rectangle 2) pour la phase 1 et 0,8 secondes (rectangle 3), pour les phases 2 et 3. Comme il a été expliqué dans ce paragraphe, ces surintensités sont responsables de surtensions aux bornes du transformateur.



a) Courant mesuré sur les trois phases (coté HT)

Les surtensions, (Figure I-3.b), mesurées pendant l'essai sont de deux types : transitoire et harmonique.



b) Tension mesuré sur les trois phases (côté HT)

Figure I-3 Surintensités et surtensions mesurées lors d'un essai de renvoi de tension brusque.

Sur les premières millisecondes après l'enclenchement, nous pouvons visualiser les trois surtensions transitoires dues à la manœuvre de fermeture des disjoncteurs, cas pour les

phases 1, 2 et 3. Ces surtensions présentent une haute fréquence [CEI-71] et peuvent être visualisées dans la Figure I-3 b ci-dessus dans la ligne 1.

Quelques millisecondes plus tard, nous pouvons visualiser des surtensions harmoniques (carré 2) dues à la résonance entre les capacités de lignes et l'inductance magnétisante du transformateur pour les phases 1, 2 et 3.

### 1.2.2. Efforts électrodynamiques sur les bobinages

Les efforts électrodynamiques vus par les bobinages lors d'un enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur le réseau sont une autre conséquence des courants d'appels pour le transformateur [STE-02].

Ces efforts électrodynamiques sont dus à des forces qui apparaissent dans les bobines. Ces forces sont proportionnelles à deux paramètres : les courants qui circulent dans les bobinages et la distance entre les bobinages [KUL-04].

L'effort électrodynamique est proportionnel au courant d'appel une fois que la distance entre les bobines est fixée. Des études ont montré que pour les cas critiques où le courant d'appel est très élevé, les forces générées par ce courant sont du même ordre de grandeur que les forces générées par un courant de court-circuit [ADL-01].

Face à la répétition des enclenchements et à l'intensité de ces efforts, les bobinages du transformateur vont se déformer au cours du temps, et de fait ce phénomène va engendrer une dégradation progressive du transformateur.

### 1.2.3. Vibration du Circuit magnétique

La vibration du circuit magnétique est un phénomène intrinsèque à un transformateur en fonctionnement. Par contre, cette vibration augmente lorsque le courant d'appel est important. Nous pouvons donc considérer la vibration du circuit magnétique comme une conséquence du courant d'appel pour le transformateur.

La vibration du circuit magnétique est due à l'action des forces magnétostrictives et magnétiques. La force magnétostrictif longitudinale aux tôles du circuit magnétique est une conséquence naturelle du phénomène de magnétostriction. Ainsi, afin de minimiser l'action de cette force longitudinale, la fixation des tôles est nécessaire. C'est justement le fait de serrer les tôles qui permet de limiter la vibration transverse des tôles [HEA-07]. A titre d'exemple une illustration de ces forces est montrée ci-dessous (Figure I-4).

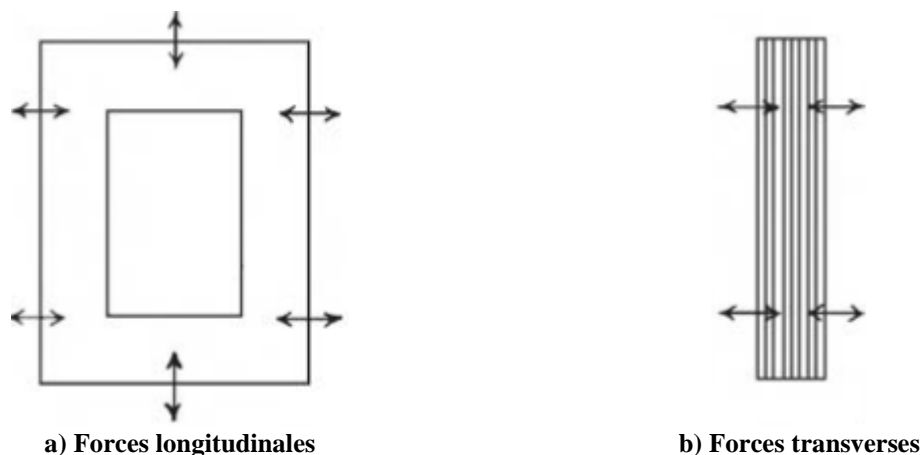


Figure I-4 Illustration de forces générées par le phénomène de la magnétostriction sur une tôle de circuit magnétique. Cette illustration a été extraite du livre J&P transformer book, Ed. 13, p. 446, [HEA-07].

Par contre, la force magnétique est une force d'attraction ou des répulsions existant entre les tôles du circuit magnétique. Cette force est due au passage de flux par les entrefers présents entre la jambe et la culasse [KUL-04]. En supposant un flux sinusoïdal à la fréquence  $\omega$ , l'équation de la force magnétique par unité de surface (I-1) est donnée par :

$$\sigma = \frac{(B_m)^2}{2\mu_0} = \frac{(B_{mp})^2}{4\mu_0} (1 + \cos 2\omega t) \quad (I.1)$$

Où :

- $B_m$  en (T) est la densité de flux présent dans l'entrefer entre la jambe et la culasse
- $B_{mp}$  en (T) est la valeur maximale de la densité de flux présent dans l'entrefer entre la jambe et la culasse
- $\mu_0$  en (Tm/A) est perméabilité dans l'air
- $\omega$  en (rad/s) est la fréquence angulaire

L'équation (I.1), montre que la vibration du circuit magnétique est proportionnelle à la densité de flux, donc proportionnelle au courant d'appel au carré. La corrélation entre flux et courant sera expliquée de manière détaillée dans le paragraphe §I.3.

Face à la répétition des enclenchements et à l'intensité des vibrations le circuit magnétique peut se desserrer, ce qui provoquera de fait une dégradation de l'appareil.

De plus, les vibrations du circuit magnétique engendrent un autre problème très connu qui est le bruit au voisinage de transformateur [HEA-07].

### ***1.3. Identification des paramètres capables d'influencer le courant d'appel***

Dans le paragraphe §I.2, nous avons vu qu'un fort courant d'appel est capable d'engendrer de sévères contraintes sur un transformateur. Dans le but de développer une méthode destinée à minimiser ce courant, une étude d'identification des paramètres capables d'influencer le niveau de courant d'appel a été réalisée.

Dans ce paragraphe nous allons présenter tous les paramètres capables d'influencer le courant d'appel. Pour ce faire, dans un premier temps, nous allons montrer que le courant d'appel généré lors d'un enclenchement brusque de transformateur à vide sur le réseau est une conséquence du flux qui circule dans le circuit magnétique pendant la réalimentation du transformateur. Dans un deuxième temps une approche analytique basée sur l'équation du flux qui tient compte des paramètres d'influence est présentée. Dans un troisième temps, nous présentons ces paramètres et leur influence sur la forme d'onde du courant d'appel. En conclusion, une étude de la sensibilité du courant d'appel aux principaux paramètres est exposée.

#### ***1.3.1. Lien physique entre courant d'appel et flux***

Dans cette partie nous allons nous focaliser uniquement sur le lien existant entre le flux dans le circuit magnétique du transformateur et l'allure temporelle du courant d'appel avec l'objectif de montrer que le courant d'appel généré lors de la réalimentation brusque d'un transformateur à vide est une conséquence du flux qui circule dans le circuit magnétique

pendant cette manœuvre. Pour ce faire, nous allons nous servir de la Figure I-5, empruntée à [PET-03].

La Figure I-5 explique, par un exemple didactique pas à pas, l'origine du courant d'appel dans un transformateur monophasé lors de son enclenchement brusque à vide au réseau.

Dans la partie gauche de la Figure I-5, nous pouvons voir que le flux sinusoïdal «  $\Phi$  » en (Wb), qui circule dans le circuit magnétique est généré dès le moment où la tension, «  $u$  » en (V), sinusoïdale, est imposée aux bornes du transformateur. Nous pouvons aussi constater que le flux généré présente des caractéristiques particulières avec un régime transitoire, période de temps compris entre les points « a » et « j », et un régime permanent, au-delà du point « j ». A titre d'information, pour un vrai enclenchement, l'imposition de la tension est faite au moment de la fermeture des pôles du disjoncteur.

Dans la partie en bas à droite de la Figure I-5, nous pouvons voir que le courant d'appel, «  $i$  » en (A), généré est influencé par le flux qui circule dans le circuit magnétique et qu'il présente le même comportement que celui du flux, c'est-à-dire, il est aussi composé d'un régime transitoire, période de temps compris entre « c » et « l », et d'un régime permanent, au-delà du point « l ».

Ce lien direct entre flux et courant d'appel est possible grâce à la courbe «  $\Phi(i)$  » où «  $\Phi$  » est le flux dans la bobine et donc principalement l'intégrale surfacique de l'induction magnétique, «  $B$  » en (T), normale et interne à la section transverse du circuit magnétique et «  $i$  » est l'image du champ magnétique, «  $H$  », en (A/m), interne au circuit magnétique. Alors, la courbe «  $\Phi(i)$  » est l'image à la courbe «  $B(H)$  », courbe qui correspond à une caractéristique intrinsèque du matériau que constitue le circuit magnétique. Dans notre exemple, toujours illustré par la Figure I-5, la courbe «  $\Phi(i)$  » présentée est une simplification de la vraie courbe, parce qu'elle ne présente pas de cycle d'hystérésis. Dans cette illustration, la courbe «  $\Phi(i)$  » est représentée uniquement par une fonction non linéaire qui est composée de trois parties : linéaire, coude, et saturation qui correspondent aux intervalles entre les points « o » et « k » (linéaire) ; « k » et « e » (coude) ; « e » et « b » (saturation). A titre d'information, pour un vrai transformateur la courbe «  $\Phi(i)$  » est constituée par un cycle d'hystérésis et par une pente qui caractérise la courbe lorsque le courant «  $i$  » est important c'est-à-dire à saturation du circuit magnétique. La vraie courbe sera présentée dans le paragraphe §I.3.3.



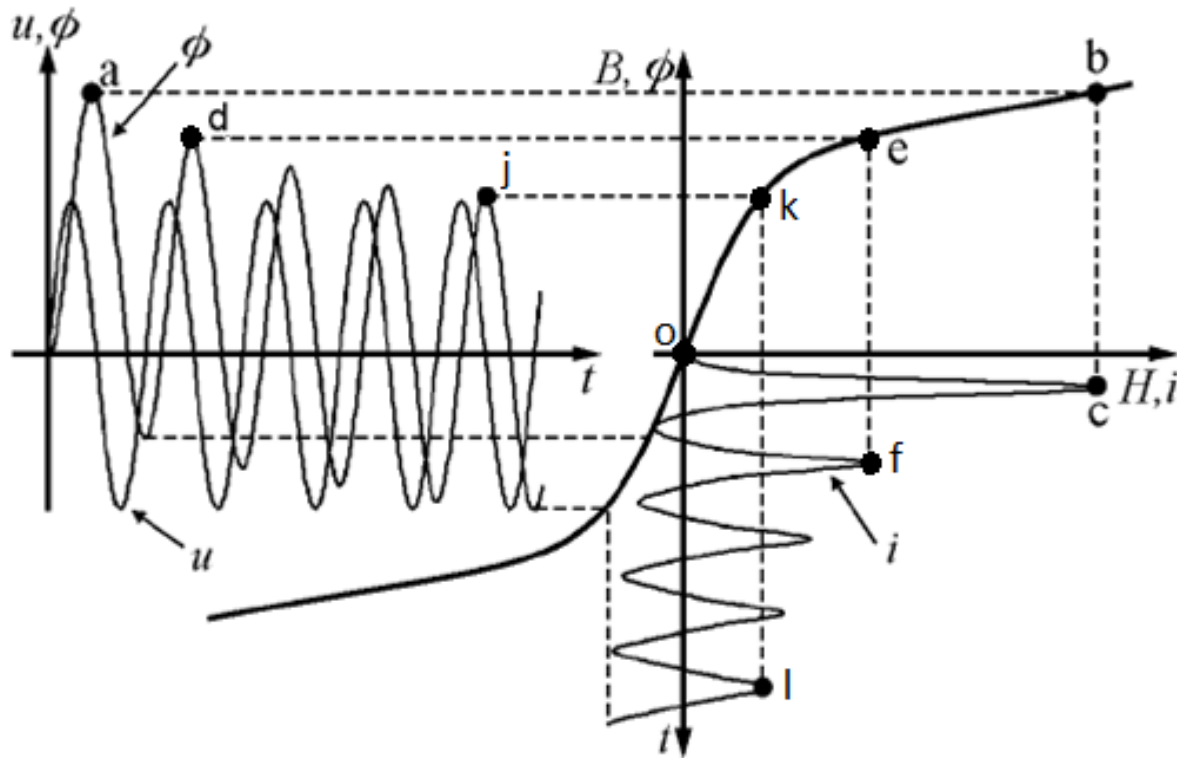


Figure I-5 L'origine du courant d'appel dans un transformateur lors de son enclenchement brusque à vide sur un réseau.

Pour conclure cette partie, le courant d'appel généré lors d'un enclenchement brusque d'un transformateur à vide sur un réseau est dû à la courbe «  $\Phi(i)$  » du transformateur et principalement au régime transitoire du flux qui circule dans le circuit magnétique.

Cette conclusion devient évidente quand on regarde le phénomène du courant d'appel sur le même principe. Premièrement, le régime transitoire du flux (zone comprise entre les points « a », et « j ») oblige le circuit magnétique à travailler hors de sa zone de linéarité (zone comprise entre les points « k » et « b »), en conséquence à ce moment, un courant d'appel important est généré (zone comprise entre les points « c » et « l »). L'intensité du courant d'appel généré ne dépend que de la valeur maximale atteinte par le flux en régime transitoire et de la pente à la saturation de la courbe «  $\Phi(i)$  ». Alors, plus fort est le régime transitoire du flux (point « a »), plus le circuit magnétique va aller à la saturation (point « b »), donc plus important sera le courant d'appel (point « c »). Le courant d'appel diminue (points « f » et « l ») au fur et à mesure que le régime transitoire flux tend vers le régime permanent (points « d » et « j »). Pendant cette étape la courbe «  $\Phi(i)$  » sort de la saturation (intervalle entre les points « b » et « e ») et tend vers sa zone linéaire (intervalle entre les points « o » et « k ») en passant par le coude (intervalle entre les points « e » et « k »). Une fois que le flux arrive au régime établi (point « j »), le circuit magnétique travaille dans son régime nominal, donc le courant d'appel aura toujours la même forme et la même intensité (point « l »). Comme nous l'avons dit précédemment, ce courant en régime établi s'appelle le courant à vide ou le courant magnétisant du transformateur.

### I.3.2. Approche analytique de l'équation du flux

Comme nous l'avons montré dans le paragraphe §I.3.1, le courant d'appel généré lors de la réalimentation brusque d'un transformateur à vide est principalement une conséquence du flux qui circule dans le circuit magnétique. Ainsi, dans ce paragraphe, nous allons



présenter une approche analytique de l'équation du flux qui prend en compte les paramètres d'influence.

Le point initial de notre approche analytique est l'instant de fermeture brusque du pôle du disjoncteur. A ce moment, instantanément, une tension supposée purement sinusoïdale est imposée aux bornes du transformateur. L'équation temporelle qui décrit le comportement de la tension à ce moment, est donnée par l'équation (I.2) ci-dessous.

$$V_{RMS} \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha) = R i(t) + N \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (I.2)$$

Où :

- $V_{RMS}$  en [V] est la valeur efficace de la tension appliquée aux bornes du transformateur
- $\omega$  en [rad/s] est la pulsation de la tension appliquée aux bornes du transformateur
- $\alpha$  en [rad] est l'angle qui correspond à l'instant de fermeture des pôles du disjoncteur
- $R$  en [ $\Omega$ ] est la résistance totale série du circuit électrique y compris le générateur, la ligne de transmission et la bobine du transformateur.
- $i(t)$  en [A] est le courant instantané qui circule dans la bobine du transformateur.
- $N$  est le nombre des spires de la bobine du transformateur.
- $\Phi(t)$  en [Wb] est le flux instantané qui circule dans le circuit magnétique du transformateur.

Pour résoudre l'équation (I.2), certaines hypothèses sont nécessaires. Elles sont résumées dans les équations (I.3) et (I.4) qui suivent. En effet, l'équation (I.3), montrée ci-dessous, suppose que la relation entre flux et courant est linéaire, ce qui introduit des erreurs dans notre approche analytique, car cette hypothèse n'est pas vraie tout le temps. Alors, nous devons souligner que cette approche est approximative.

$$\Phi(t) = L i(t) \quad (I.3)$$

Où :

- $L$  en [H] est l'inductance globale du transformateur y compris l'inductance propre et l'inductance de fuite du transformateur.

L'équation (I.4), présentée ci-dessous, fait l'hypothèse qu'à l'instant « t » égal à zéro un flux rémanent ( $\Phi_r$ ) est présent dans le circuit magnétique et que ce flux est non nul et peut être aussi bien positif que négatif. L'origine de ce paramètre sera présenté plus en détail dans le paragraphe §I.3.3.

$$\Phi(t = 0) = \pm \Phi_r \quad (I.4)$$

Où :

- $\Phi_r$  en [Wb] est la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique juste avant l'enclenchement du transformateur.

Prenant en compte des équations (I.3) et (I.4), nous pouvons résoudre l'équation (I.2).

Ainsi, nous arrivons à l'équation temporelle du flux, équation (I.5).

$$\Phi(t) = -\frac{V_{RMS} \sqrt{2}}{N\omega} \cos(\omega t + \alpha) + \left[ \left( \frac{V_{RMS} \sqrt{2}}{N\omega} \cos(\alpha) \right) \pm (\Phi_r) \right] e^{-\frac{R}{L}t} \quad (I.5)$$

Dans la littérature, l'équation (I.5) apparaît aussi sous la forme suivante, équation (I.6) :

$$\Phi(t) = -\Phi_n \cos(\omega t + \alpha) + [(\Phi_n \cos(\alpha)) \pm (\Phi_r)] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (I.6)$$

Avec :

$$\Phi_n = \frac{V_{RMS} \sqrt{2}}{N\omega} \quad \text{et} \quad \tau = \frac{L + L_{réseau}}{R} \quad (I.6)$$

Où :

- $\Phi_n$  en [Wb] est la valeur crête du flux nominal présent dans le transformateur.
- $\Phi_r$  en [Wb] est le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur juste avant son enclenchement.
- $L_{réseau}$  en [H] est l'inductance en amont du transformateur (l'inductance du générateur (groupe source) et l'inductance des lignes).
- $\tau$  en [s] est la constante d'amortissement.

Comme nous l'avons évoqué dans le paragraphe précédent et prouvé par cette approche, le flux magnétique qui circule dans un transformateur, lors de sa réalimentation brusque à vide, peut se décomposer en deux parties distinctes :

- La première qui est composée d'un régime permanent.
- La deuxième qui est composée d'un régime transitoire (apériodique).

Les équations (I.7) et (I.8) ci-dessous correspondent respectivement aux flux observés en régimes permanent et transitoire.

$$\Phi_{\text{permanent}}(t) = -\Phi_n \cos(\omega t + \alpha) \quad (I.7)$$

$$\Phi_{\text{transitoire}}(t) = [(\Phi_n \cos(\alpha)) \pm (\Phi_r)] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (I.8)$$

Cette approche sert pour un transformateur monophasé ou triphasé et elle a été élaborée à partir du livre « Transformer Engineering (Design and Practice) », p. 57, [KUL-04] et des références [CAV-11.1] et [PET-03].

### I.3.3. Présentation des paramètres capables d'influencer le courant d'appel

Ce paragraphe est consacré à la présentation des paramètres capables d'influencer le courant d'appel. L'identification de ces paramètres a été faite à partir des équations présentées dans les paragraphes §I.3.1 et §I.3.2, et dans la littérature ([CIG-14], [ANS-85], [ANS-87] et [BRO-96]). Ces paramètres sont :

1. Le flux rémanent ( $\Phi_r$ ), présent dans le circuit magnétique du transformateur juste avant son enclenchement
2. L'angle correspondant à l'instant de fermeture du pôle du disjoncteur ( $\alpha$ )
3. Les caractéristiques nominales du transformateur (flux nominal ( $\Phi_n$ ) dans le transformateur)
4. Les caractéristiques magnétiques du matériel utilisé pour la construction du circuit magnétique (courbe «  $\Phi(i)$  » du transformateur)
5. L'inductance globale ( $L$ ) du circuit électrique : l'inductance du transformateur y compris l'inductance propre et de fuite et l'inductance du générateur (groupe source).
6. La résistance totale ( $R$ ) du circuit électrique qui est composé par le générateur côté source, la ligne de renvoi de tension et le transformateur côté cible (Figure 1 dans l'*Introduction Générale*)
7. La puissance de court-circuit (Pcc) de la sous-station électrique dans lequel le transformateur est connecté

A titre de curiosité, dans la littérature, ces paramètres peuvent se présenter sous la forme de groupes, où un groupe est caractérisé par plusieurs paramètres. Par exemple, les paramètres 1, 2 et 3 constituent le groupe « conditions initiales au moment de l'enclenchement du transformateur » [CIG-14], les paramètres 3, 4, 5 et 6 constituent le groupe « design du transformateur » [ANS-85] et les paramètres 5, 6 et 7 constituent le groupe « sous-station électrique à laquelle le transformateur est connecté » [ANS-87].

Avant de passer à l'étape suivant, nous devons faire un point sur la définition de la courbe «  $\Phi(i)$  » du transformateur. La Figure I-6 montre les différences existantes entre la vraie courbe «  $\Phi(i)$  » du transformateur (courbe en noir) et la courbe simplifiée déjà présentée dans la Figure I-5, paragraphe §I.3.1 (courbe en rouge). En effet, la grande différence entre ces deux courbes concerne la prise en compte des pertes introduites par le circuit magnétique. La courbe en rouge fait l'hypothèse que le circuit magnétique est parfait et ne présente pas de pertes et la courbe en noir prend en compte les pertes par hystérésis et courants de Foucault générés dans le circuit magnétique.

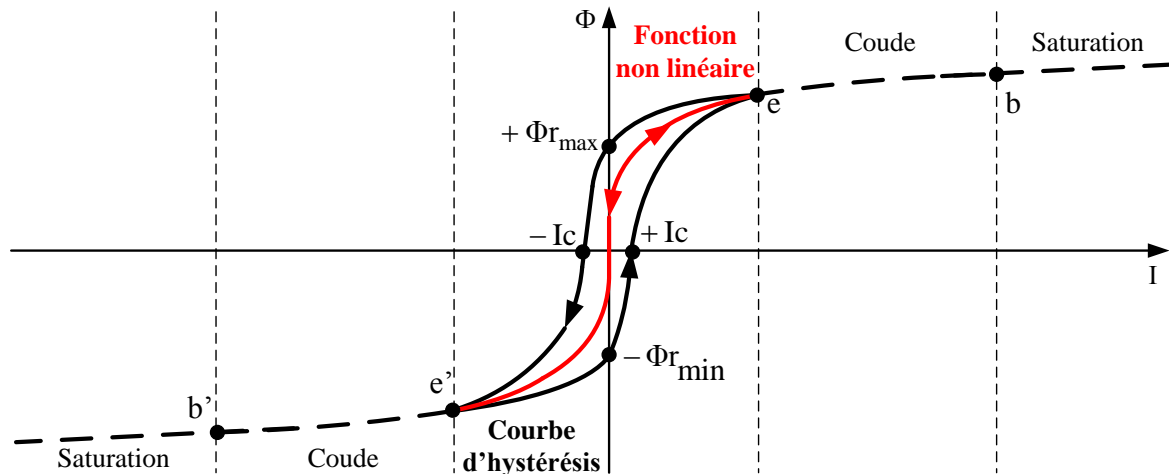


Figure I-6 Différences entre la courbe «  $\Phi(i)$  » simplifiée (rouge) et la vraie courbe «  $\Phi(i)$  » (noire)

A partir de la Figure I-6, nous pouvons constater que, pour la courbe rouge et pour la courbe noire, le flux, «  $\Phi$  » augmente avec le courant, «  $I$  », et que dans les zones dénommées coude et saturation, les deux courbes (rouge et noire) suivent la même loi de comportement. Dans la zone de saturation, la pente qui décrit le comportement de cette courbe s'appelle pente à saturation. Par contre, les deux courbes sont vraiment différentes en ce qui concerne la zone comprise entre les points « e » et « e' ». Dans cette zone, la courbe rouge est modélisée par une fonction non linéaire et la courbe noire est modélisée par un cycle qui s'appelle cycle majeur de la courbe d'hystérésis. Ce cycle correspond à l'enveloppe maximale du cycle d'hystérésis atteint par le circuit magnétique. Il est toujours décrit si le champ magnétique («  $H$  ») interne au circuit magnétique est supérieur au champ coercitif («  $H_c$  ») du circuit magnétique. Autrement dit ce champ coercitif  $H_c$  est le champ magnétique minimum nécessaire pour que le circuit magnétique puisse décrire son cycle majeur [BUI-11]. Dans la Figure I-6, ce champ coercitif est caractérisé par le point «  $\pm I_c$  », courant coercitif. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, le courant dans l'enroulement est l'image du champ magnétique interne au circuit magnétique du transformateur.

Dans la littérature, nous pouvons observer que le cycle majeur de la courbe d'hystérésis «  $\Phi(i)$  » est influencé par plusieurs paramètres, tels que le design du transformateur [GIR-07], la géométrie de l'enroulement (type bobine ou galette) [RIO-09], les propriétés magnétiques du matériau ferromagnétique qui compose le circuit magnétique [BER-98] et les courants de Foucault qui se développent dans les tôles du circuit magnétique [GUI-73].

Une autre caractéristique intéressante du cycle majeur de la courbe d'hystérésis est que l'aire de ce cycle correspond aux pertes introduites par le circuit magnétique. Ces pertes se traduisent dans le signal du courant sous la forme d'un déphasage entre le flux et le courant. Pour cette raison, au moment où le courant est nul (point « o » de la figure I-6) le flux est non nul (points «  $+\Phi_{r_{max}}$  » et «  $-\Phi_{r_{min}}$  ») et au moment où flux est nul (point « o ») le courant est non nul (points «  $\pm I_c$  »). Les points «  $+\Phi_{r_{max}}$  » et «  $-\Phi_{r_{min}}$  » correspondent respectivement aux valeurs de flux rémanent maximum et minimum que transformateur peut atteindre, ces points sont caractéristiques du cycle majeur de la courbe d'hystérésis. Les transformateurs d'aujourd'hui sont conçus pour que leur point de fonctionnement soit basé dans la zone linéaire jusqu'au début du coude lorsque que le transformateur est à vide et alimenté à sa tension nominale.

Un autre point important que nous devons souligner avant d'aller à l'étape suivante, concerne l'origine du paramètre flux rémanent ( $\Phi_r$ ). Dans la littérature [BEN-02], nous trouvons que le flux rémanent ou l'aimantation rémanente est l'aimantation qui reste dans un matériau ferromagnétique (tel que dans les tôles du circuit magnétique d'un transformateur) après la suppression du champ magnétique inducteur.

Dans le cas d'un transformateur alimenté par le réseau ce champ inducteur est le flux magnétique généré par la tension appliquée aux bornes du transformateur. Ainsi, nous pouvons dire que le flux rémanent qui demeure dans le circuit magnétique est établi au moment de la mise hors tension du transformateur.

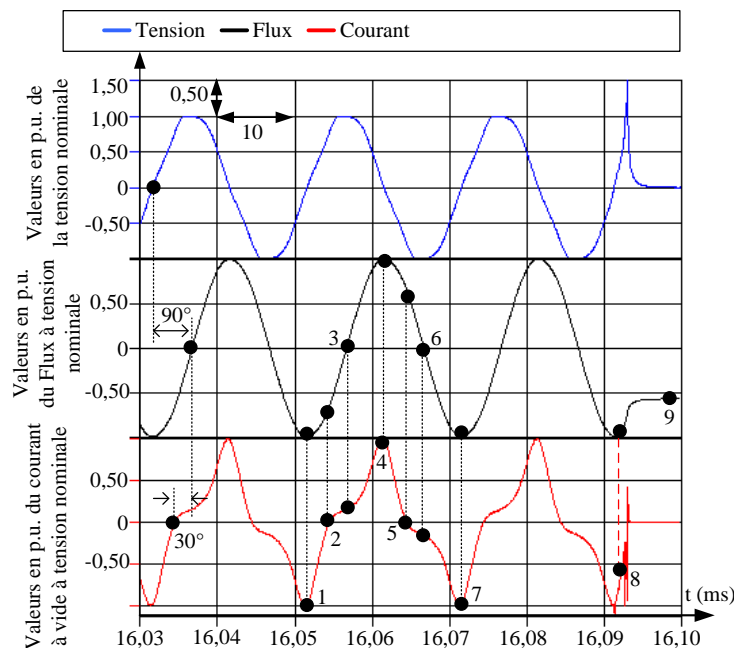
De plus, nous trouvons aussi dans la littérature [LIU-11] que la valeur du flux rémanent ( $\Phi_r$ ) est toujours comprise entre les valeurs «  $+\Phi_{r_{\max}}$  » et «  $-\Phi_{r_{\min}}$  », flux rémanent maximum et minimum que le circuit magnétique peut atteindre qui sont des caractéristiques du cycle majeur.

La Figure I-7, qui est exposée ci-dessous, illustre ce phénomène de l'origine du flux rémanent. Ces signaux ont été mesurés pendant la mise hors tension brusque à vide d'un transformateur monophasé de 1,15 kVA. Les caractéristiques de ce transformateur sont données dans le Tableau I-2.

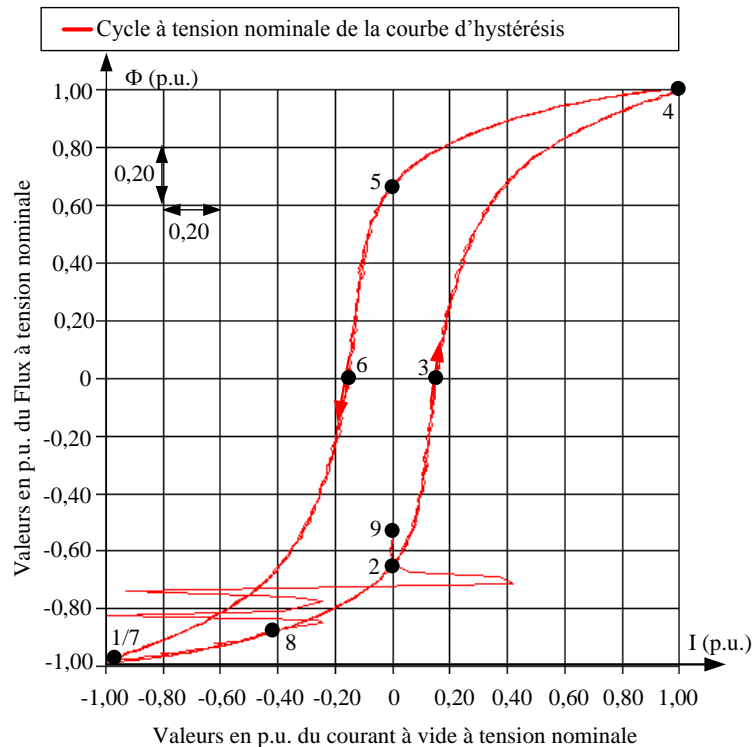
$S_{\text{ nominale}}$ (kVA)	$V_{\text{ primaire}}$ (V <sub>crête</sub> )	Rapport de transformation	$I_{\text{ primaire}}$ à vide (A <sub>crête</sub> )	$I_{\text{ primaire}}$ en charge (A <sub>crête</sub> )	$\Phi_{\text{ primaire}}$ à vide (Wb <sub>crête</sub> )	$\Phi_{r_{\max}}$ (Wb <sub>crête</sub> )	$\Phi_{r_{\min}}$ (Wb <sub>crête</sub> )
1,15	325	1	0,8	7,07	1,03	+0,70	-0,70

Tableau I-2 Caractéristiques nominales du transformateur

Nous devons souligner que le signal de flux a été calculé par l'intégration numérique de la tension mesurée au secondaire et ramenée au primaire du transformateur. Un traitement numérique a été réalisé afin de centrer l'allure temporelle du flux en régime permanent autour de 0 Wb.



a) Signaux de tension, flux et courant mesurés pendant la mise hors tension brusque à vide d'un transformateur monophasé de 1,15 kVA



b) Cycle d'hystérésis décrit par le circuit magnétique pendant le fonctionnement à vide sous tension nominale puis la mise hors tension d'un transformateur monophasé de 1,15 kVA

Figure I-7 L'origine du paramètre flux rémanent ( $\Phi_r$ ) : exploitation de mesures réalisées sur un transformateur monophasé de 1,15 kVA

A partir des Figures I-7 a et b, nous pouvons constater que le transformateur fonctionne en régime établi à tension nominale et que le cycle d'hystérésis décrit par le circuit magnétique (points de « 1 » à « 7 »), avant la mise hors tension du transformateur, est le cycle majeur. Nous devons souligner que ce transformateur a été testé à des tensions supérieures à 1 p.u. de la tension nominale et nous avons pu vérifier qu'à tension nominale le cycle décrit par le circuit magnétique du transformateur est par définition le cycle majeur.

Nous pouvons aussi constater que la valeur crête du courant, points « 1 » et « 4 » ( $\pm 1$  p.u. du courant primaire à vide à tension nominale), est supérieure au courant coercitif à 50Hz du circuit magnétique, points « 3 » et « 6 » ( $\pm 0,15$  p.u. du courant nominal primaire à vide).

Un autre aspect intéressant est que la mise hors tension du transformateur se passe entre les points « 8 » et « 9 » et que, à la fin du transitoire observé, le flux rémanent qui reste dans le circuit magnétique vaut  $-0,56$  p.u. du flux nominal. Une autre information importante que nous pouvons relever à partir de ces courbes correspond aux valeurs de flux rémanent maximum et minimum, ces valeurs valent respectivement  $\pm 0,68$  p.u. du flux nominal. Elles correspondent aux valeurs «  $+\Phi_{r_{\max}}$  » et «  $-\Phi_{r_{\min}}$  » montrées dans la Figure I-6. A cause de la symétrie du cycle majeur de la courbe de hystérésis, ces valeurs seront nommées dans la suite de ce mémoire comme  $\pm \Phi_{r_{\max}}$ .

Maintenant que la présentation des paramètres a été faite, nous pouvons passer à l'étape suivante qui est l'étude de l'influence de ces paramètres sur la forme d'onde du courant d'appel.

### 1.3.3.1. Influence des paramètres sur la forme d'onde du courant d'appel

Les paramètres 1, 2 et 3, flux rémanent ( $\Phi_r$ ), instant de fermeture du pôle du disjoncteur ( $\alpha$ ) et flux nominal ( $\Phi_n$ ), sont les paramètres qui influencent directement la valeur maximale du flux en régime transitoire qui circule dans le circuit magnétique pendant la réalimentation du transformateur. De fait, comme nous l'avons vu précédemment, le courant d'appel est directement lié à la valeur du flux. Cette affirmation est soutenue par l'équation (I.8) rappelée ci-dessous, qui donne la valeur du flux en fonction du temps lors du régime transitoire.

$$\Phi_{transitoire}(t) = [(\Phi_n \cos(\omega t + \alpha)) \pm (\Phi_r)] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (I.8)$$

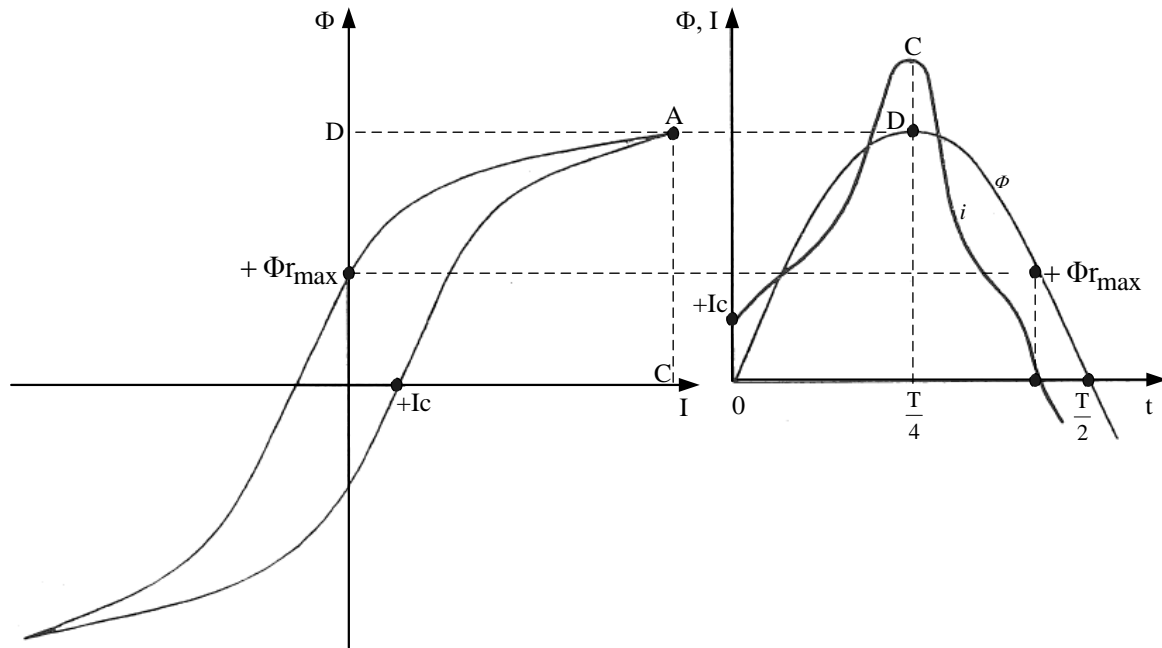
A  $t=0$ , la valeur instantanée du flux est donnée par  $[(\Phi_n \cos(\alpha)) \pm (\Phi_r)]$ . Ainsi, au moment de l'enclenchement, l'amplitude du flux ne dépend que du flux rémanent ( $\Phi_r$ ), de l'instant de fermeture du disjoncteur ( $\alpha$ ) et du flux nominal ( $\Phi_n$ ). L'intensité du courant d'appel est donc directement influencée par les paramètres 1, 2 et 3. A titre d'information, le lien physique entre courant d'appel et flux a été expliqué dans le paragraphe §I.3.1.

Le paramètre 3, flux nominal du transformateur ( $\Phi_n$ ), est l'amplitude maximale du flux qui circule dans le circuit magnétique du transformateur en régime permanent lorsque le régime transitoire du flux est terminé. L'amplitude maximale du flux dans le régime permanent ne dépend que de ce paramètre. Cette affirmation est soutenue par l'équation (I.7) remontrée ci-dessous, qui correspond au régime permanent de l'équation temporelle du flux.

$$\Phi_{permanent}(t) = -\Phi_n \cos(\omega t + \alpha) \quad (I.7)$$

A partir de l'équation ci-dessus et de la Figure I-5 montré dans le paragraphe §I.3.1, nous pouvons affirmer que le courant absorbé par le transformateur en régime permanent présente toujours la même allure et la même intensité. Comme nous l'avons dit précédemment, ce courant s'appelle courant à vide du transformateur et il est très inférieur au courant nominal du transformateur, donc il ne cause pas de danger pour le transformateur. Alors, le flux nominal du transformateur est le paramètre responsable de la génération du courant à vide dans le transformateur.

Le paramètre 4, c'est-à-dire la courbe «  $\Phi(i)$  » du transformateur, est directement lié à la caractéristique intrinsèque du matériau qui constitue le circuit magnétique. Ce paramètre permet de relier directement le flux et le courant d'appel. Cette courbe permet d'expliquer également la forme d'onde du courant d'appel en particulier la génération des harmoniques 3 et 5 sur le signal du courant à vide du transformateur. Pour expliquer ce phénomène nous allons nous servir de la Figure I-8, empruntée à [GUI-73], montrée ci-dessous.



a) Courbe «  $\Phi(i)$  » (cycle majeur de la courbe d'hystérésis) b) courant d'appel généré lorsqu'un flux décrit par le transformateur

Figure I-8 Influence de la courbe «  $\Phi(i)$  » réelle d'un transformateur sur la forme d'onde du courant d'appel.

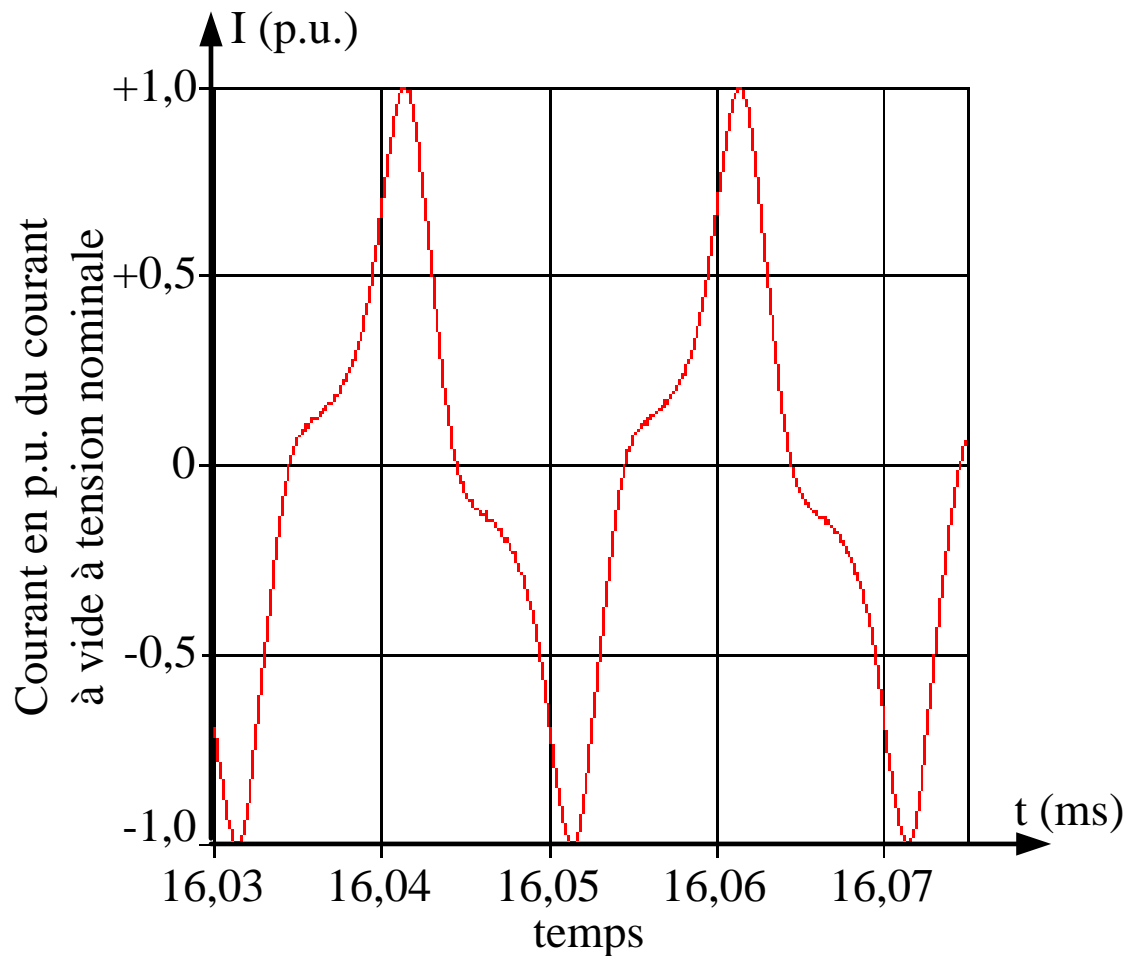
Partons du principe que le transformateur est alimenté à sa tension nominale, que le cycle d'hystérésis décrit par le circuit magnétique est le cycle majeur et que le flux qui circule dans le circuit magnétique est sinusoïdal en régime permanent, la Figure I-8, ci-dessus, montre l'influence du cycle majeur de la courbe d'hystérésis sur la forme d'onde du courant d'appel.

Dans la Figure I-8 b, nous pouvons voir que quand le flux, «  $\Phi$  », est maximum, point « D », le circuit magnétique travaille au niveau du coude, point « A », donc nous avons la génération d'une déformation du courant au niveau du point « C ». Cette déformation en forme de pic est responsable de l'introduction de l'harmonique 5 au niveau du signal de courant observé.

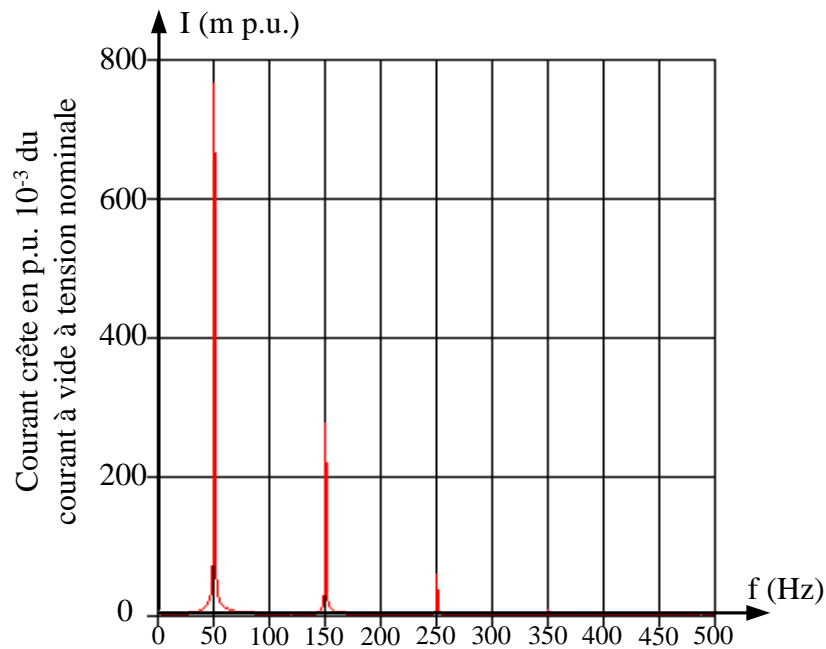
Toujours, sur la Figure I-8 b, nous pouvons constater la présence d'un décalage entre le courant «  $i$  » généré et le flux, «  $\Phi$  », imposé au circuit magnétique. Comme nous pouvons le voir dans la Figure I-8 a, ce décalage est dû au cycle majeur de la courbe d'hystérésis et ce cycle est le principal responsable de l'injection de l'harmonique 3 dans le courant généré.

La Figure I-9, ci-dessous, montre l'influence de la courbe  $\Phi(i)$  du transformateur monophasé de 1,15kVA (voir caractéristique dans le Tableau I-2) sur la forme d'onde du signal de courant en régime établi et alimenté à vide à sa tension nominale.





a) Signal de courant mesuré lorsque le transformateur est alimenté à vide à sa tension nominale.



b) FFT calculée à partir du signal de courant montré dans la Figure I-9 a.

Figure I-9 Influence de la courbe  $\Phi(i)$  du transformateur monophasé de 1,15kVA, Tableau I-2, sur la forme d'onde du courant.

Dans la Figure I-9 a, nous pouvons constater que le signal de courant présente les caractéristiques que nous venons de mentionner : déformation du signal en forme de pic lorsque le flux magnétique est maximum et décale par rapport au signal de flux lors des passages par zéro.

Dans la Figure I-9 b, nous pouvons voir la FFT calculée à partir de ce signal de courant et nous pouvons observer que ce signal de courant est composé par des harmoniques 3 et 5 comme décrit dans la littérature.

Les paramètres 5 et 6, l'inductance globale du transformateur et générateur ( $L$ ), et la résistance globale du circuit électrique ( $R$ ), sont les paramètres qui déterminent la durée du régime transitoire du flux, durée du régime transitoire du courant d'appel. Cette affirmation est soutenue par l'équation (I.8), où  $\tau$  est la constante d'amortissement du régime transitoire du flux et est définie par le ratio entre les paramètres 5 et 6.

Pour terminer cette partie, le paramètre 7, puissance de court-circuit ( $P_{cc}$ ) de la source électrique, est le paramètre responsable de la limitation de la valeur maximale du courant d'appel pouvant être débité par la source.

#### **I.3.4. Étude de sensibilité du courant d'appel aux paramètres $\Phi_r$ et $\alpha$**

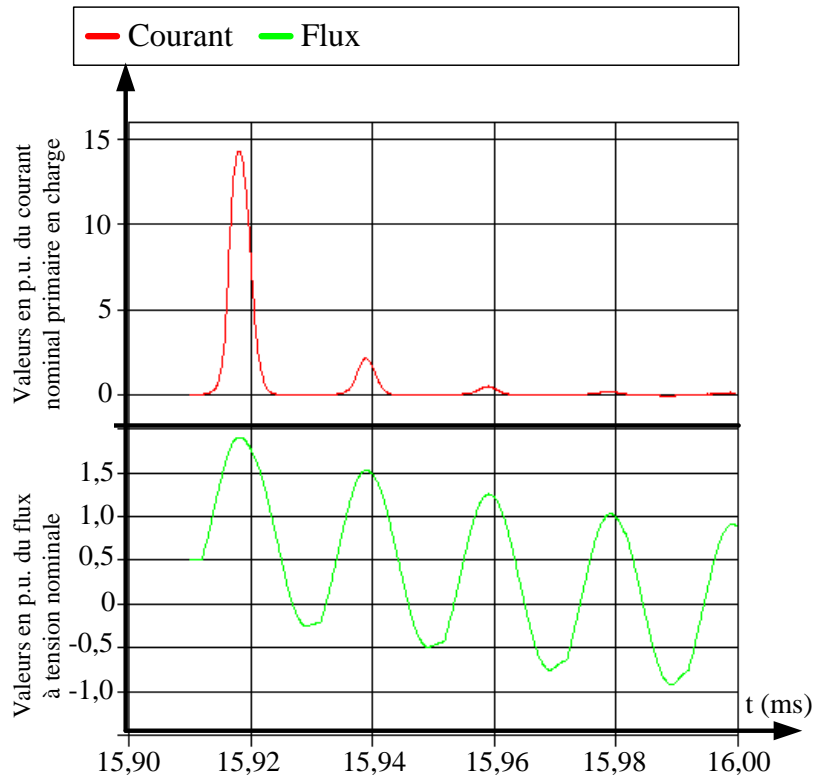
Comme nous avons vu dans les paragraphes §I.3.2 et §I.3.3, les paramètres flux rémanent ( $\Phi_r$ ) et instants de fermeture du pôle du disjoncteur ( $\alpha$ ) sont les principaux responsables de l'apparition d'un fort courant d'appel à l'enclenchement du transformateur sur un réseau donnée.

Pour cette raison, une étude de sensibilité sur la valeur maximale du courant d'appel à ces principaux paramètres a été réalisée. Cette étude a consisté à calculer la valeur maximale du courant d'appel pour toutes les combinaisons possibles des paramètres  $\Phi_r$  et  $\alpha$ . Pour ce faire nous avons divisé cette étude en trois étapes.

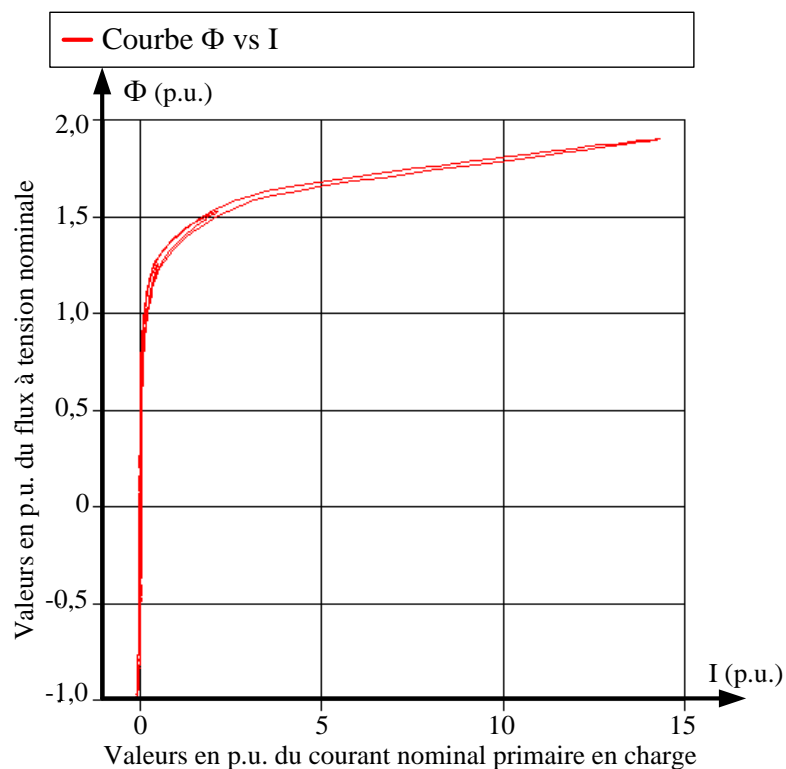
La première étape a consisté à obtenir un modèle analytique représentatif d'une vraie courbe «  $\Phi(i)$  » d'un transformateur. La deuxième a consisté à calculer les valeurs maximales des courants d'appels à partir de l'équation temporelle du flux et du modèle analytique de la courbe «  $\Phi(i)$  » obtenu. Une fois que ces calculs ont été faits, la troisième et dernière étape a consisté à tracer plusieurs graphes «  $I_{appel} = f(\alpha)$  » (courant d'appel en fonction de l'instant de fermeture du disjoncteur) afin de bien visualiser l'influence de chaque paramètre sur l'amplitude maximale du courant d'appel. Maintenant que nous avons expliqué comment cette étude a été faite, nous pouvons passer à la présentation de chaque étape avec plus de détails.

Le cœur de cette étude est la modélisation analytique de la courbe «  $\Phi(i)$  ». Sachant que la courbe «  $\Phi(i)$  » d'un transformateur est influencée par plusieurs paramètres (le design du transformateur, la géométrie de la bobine, les propriétés magnétique du matériau ferromagnétique, les courants de Foucault qui se développent dans les tôles, etc.), l'obtention d'un modèle analytique universel de la courbe «  $\Phi(i)$  » est quasiment impossible.

Ainsi, le modèle analytique de courbe «  $\Phi(i)$  » qui vous est présenté dans ce paragraphe a été déduit des mesures qui ont été faites lors de la mise sous tension brusque à vide d'un transformateur monophasé de 1,15 kVA sous tension nominale. Les données et la courbe «  $\Phi(i)$  » concernant ce transformateur sont présentées respectivement dans le Tableau I-2 et ci-dessous, Figure I-10.



a) Signaux de flux et courant mesurés pendant la mise sous tension brusque, à vide, d'un transformateur monophasé de 1,15kVA.



b) Courbe «  $\Phi(I)$  » décrite par le circuit magnétique pendant la mise sous tension brusque, à vide, d'un transformateur monophasé de 1,15 kVA.

Figure I-10 Courbe «  $\Phi(i)$  » déduite des mesures faites pendant la mise sous tension du transformateur

Dans la Figure I-10 a, ci-dessus, nous pouvons constater que juste après l'enclenchement du transformateur, un courant d'appel de l'ordre de 15 fois le courant nominal primaire apparaît dans la bobine du transformateur. Ce fort courant d'appel a été généré par le régime transitoire du flux. Conformément à ce que nous avons expliqué dans le paragraphe §I.3.3. Le régime transitoire est directement influencé par les paramètres flux rémanent ( $\Phi_r$ ) et instant de fermeture du pôle du disjoncteur ( $\alpha$ ), qui pour cet enclenchement en particulier valent respectivement +0,5 p.u. du flux nominal et  $32^\circ$  (soit un instant de fermeture à 1,78 ms sur l'onde de tension de la source).

La Figure I-10 b montre la courbe «  $\Phi(i)$  » décrite par le circuit magnétique pendant la mise sous tension du transformateur. Nous devons souligner que le signal de flux a été calculé par intégration de la tension mesurée au secondaire et ramenée au primaire du transformateur.

Comme dans cette étude nous sommes intéressés au calcul des valeurs maximales du courant d'appel, nous avons besoin d'avoir un modèle analytique assez précis dans les zones de coude et de saturation. Pour cette raison, les modèles analytiques qui décrivent les cycles d'hystérésis, comme Preisach [COR-96] et [MAY-91], Polynomial [OSS-91], Jiles-Atherton [DEB-01], etc..., ne seront pas pris en compte dans cette étude.

Ainsi, le modèle analytique qui est présenté ci-dessous équation (I.9), a été déduit à partir de la courbe d'aimantation,  $B(H)$ , utilisée par le logiciel Flux2D [CED], [RAG-08]. Les paramètres de ce modèle ont été identifiés à partir de la courbe mesurée (Figure I-10 b).

$$\Phi(I) = \Phi_n \arctan(k(I)) + L_{sat}(I) \quad (I.9)$$

Où :

- $\Phi_n$  en (Wb) est le flux nominal du transformateur.
- $I$  en (A) est le courant dans l'enroulement.
- $k$  en (rad/A) est une constante qui règle la hauteur du coude de saturation de la courbe «  $\Phi(i)$  ».
- $L_{sat}$  en (Wb/A) est une constante qui correspond à la pente à la saturation de la courbe «  $\Phi(i)$  ».

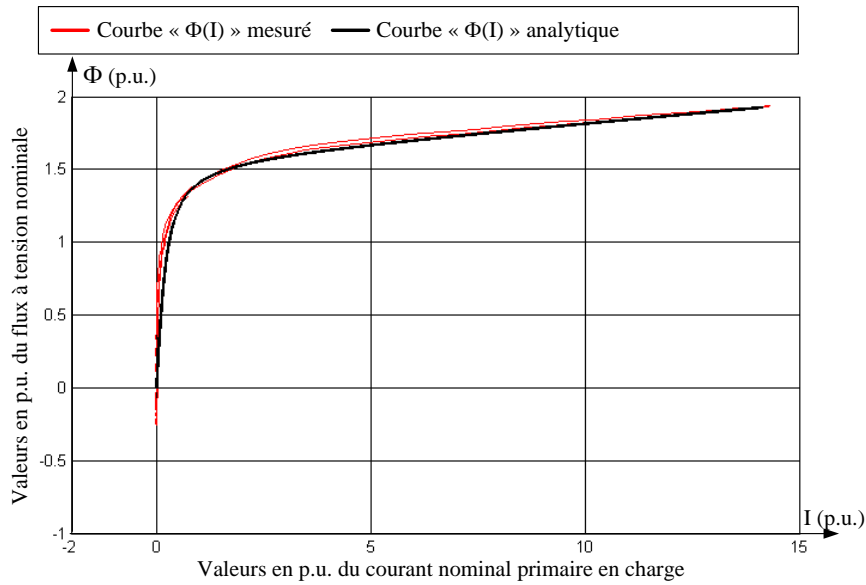
L'identification donne les résultats suivants :

- $\Phi_n$  égal à 1 (Wb)
- $k$  égal à 0,73 (rad/A)
- $L_{sat}$  égal à  $3,64 \times 10^{-3}$  (Wb/A)

Parce que les circuits magnétiques d'aujourd'hui sont conçus pour travailler dans le coude lorsque le transformateur est en régime établi (voir Figure I-10 b), nous nous sommes concentrés sur le calcul de la valeur maximale du courant d'appel. Il faut que notre modèle analytique soit très précis en ce qui concerne la zone du coude et la saturation.

Pour cette raison, nous avons choisi un modèle analytique simplifié, équation (I.9) présenté ci-dessus, qui est a priori moins précis pour des faibles valeurs de courant (on néglige le cycle majeur de la courbe d'hystérésis) et qui est assez précis pour des fortes valeurs de courant (bonne estimation du coude et de la saturation).

La Figure I-11, ci-dessous, montre une comparaison entre la courbe «  $\Phi(i)$  » mesurée pendant la mise sous tension du transformateur, Figure I-10 b, et le modèle analytique choisi, équation (I.9).



**Figure I-11 Comparaison entre les courbes «  $\Phi(I)$  » mesuré et analytique.**

Une fois que nous avons obtenu le modèle analytique de la courbe «  $\Phi(i)$  », nous pouvons passer à l'étape suivante qui est le calcul de la valeur maximale du courant d'appel pour chaque combinaison possible de  $\Phi_r$  et  $\alpha$ . Pour ce faire, nous allons nous servir de l'équation temporelle du flux, voir l'équation (I.6), qui est rappelée ci-dessous.

$$\Phi(t) = -\Phi_n \cos(\alpha + \alpha) + [(\Phi_n \cos(\alpha)) \pm (\Phi_r)] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (I.6)$$

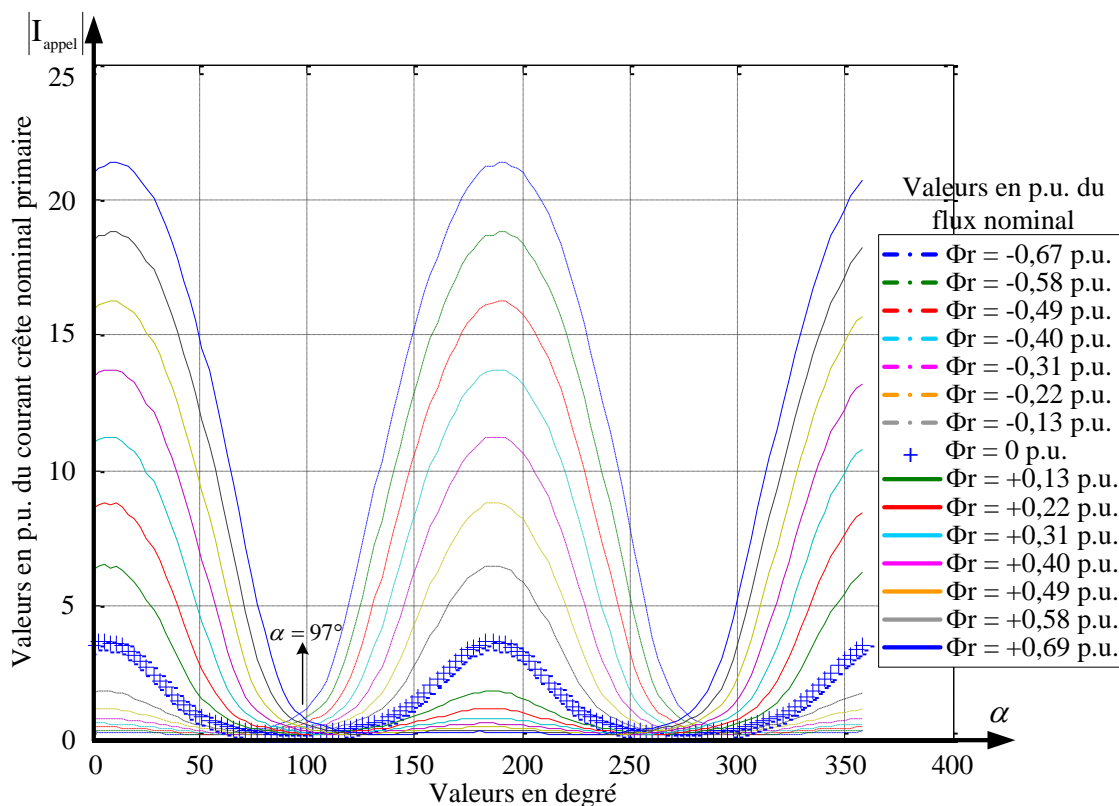
Pour que l'étude soit réaliste, il est très important de bien définir la gamme des valeurs possibles pour les paramètres  $\Phi_r$  et  $\alpha$  :

- Comme  $\alpha$  représente l'instant de fermeture du pôle du disjoncteur, les valeurs possibles sont restreintes à des valeurs comprises entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$ .
- Dans le paragraphe §I.3.3, nous avons vu que après la mise hors tension du transformateur, la valeur du paramètre  $\Phi_r$  peut être comprise entre les valeurs de flux rémanent minimum et maximum ( $\pm\Phi_{r_{\max}}$ ) qui pour ce transformateur valent respectivement  $\pm 0,67$  p.u. du flux nominal (voir Tableau I-2, Figure I-7 b). Ainsi, dans cette étude, les valeurs possibles de flux rémanent ( $\Phi_r$ ) seront restreintes à des valeurs comprises entre  $-0,67$  p.u. et  $+0,67$  p.u. du flux nominal.

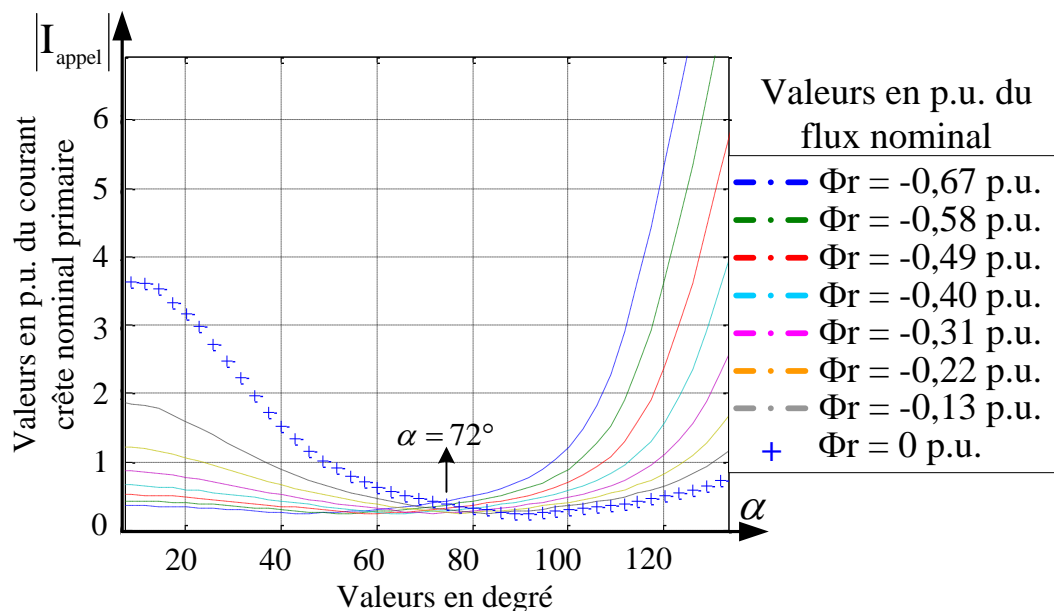
En possession de ces informations (modèle analytique de la courbe «  $\Phi(i)$  », équation temporelle du flux et définition des intervalles des valeurs possibles pour les paramètres  $\Phi_r$  et  $\alpha$ ), il est possible de passer à l'étape suivante de l'étude qui est le calcul des valeurs maximales du courant d'appel pour toutes les combinaisons possibles de  $\Phi_r$  et  $\alpha$ .

Ces calculs ont été faits avec pour objectif de mettre en évidence l'influence directe des paramètres  $\Phi_r$  et  $\alpha$  sur la valeur maximale du courant d'appel.

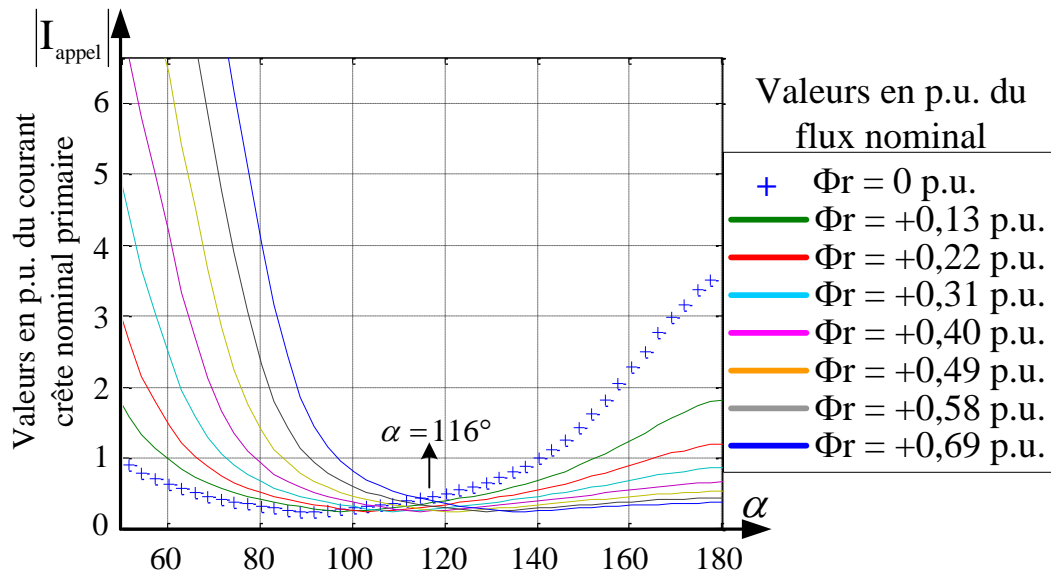
La Figure I-12, montrée ci-dessous, montre les abaques des graphes  $|I_{appel}| = f(\alpha)$  (module de la valeur maximale du courant d'appel en fonction de l'instant de fermeture des pôles du disjoncteur) obtenus pour plusieurs valeurs de flux rémanent  $\Phi_r$ .



a) Graphe  $|I_{appel}| = f(\alpha)$ , pour toutes les valeurs positives et négatives de flux rémanent



b) Zoom sur le graphe  $|I_{appel}| = f(\alpha)$ , uniquement pour des valeurs négatives de flux rémanent



c) Zoom sur le graphe  $|I_{appel}| = f(\alpha)$ , uniquement pour des valeurs positives de flux rémanent

Figure I-12 Graphe  $|I_{appel}| = f(\alpha)$ , (module de la valeur maximale du courant d'appel en fonction de l'instant de fermeture du pôle du disjoncteur).

A partir de la Figure I-12 a, nous pouvons constater qu'autant pour des valeurs positives que négatives de flux rémanent, le module de la valeur maximale de courant d'appel présente un comportement cyclique où de période est définie entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$ . Donc, les analyses qui seront présentées ci-dessous sont aussi valables pour la zone comprise entre  $180^\circ$  et  $360^\circ$ .

Un premier point à souligner est l'influence directe des paramètres  $\Phi_r$  et  $\alpha$  sur la valeur maximale du courant d'appel. Dans la Figure I-12 a, ci-dessus, nous pouvons voir que pour un instant de fermeture donné, par exemple  $10^\circ$ , une augmentation de 0,1 p.u. dans la valeur de flux rémanent, implique une augmentation de la valeur du courant d'appel d'environ 3 p.u. du courant nominal.

Par contre, en ce qui concerne le paramètre ( $\alpha$ ), toujours dans la Figure I-12 a, nous pouvons voir qu'un écart de quelques degrés autour d'un instant d'enclenchement peut engendrer une variation importante dans la valeur maximale du courant d'appel, surtout si cet instant de fermeture est compris entre  $10^\circ$  et  $80^\circ$  pour des valeurs positives de flux rémanent ou entre  $100^\circ$  et  $170^\circ$  pour des valeurs négatives de flux rémanent.

En conséquence le temps de retard (temps entre l'ordre de fermeture et la fermeture réel du disjoncteur) normalement présent dans les disjoncteurs commandés est un paramètre important qui doit être pris en compte à chaque enclenchement du transformateur. Il faut aussi assurer la répétabilité, c'est-à-dire la maîtrise de l'instant de fermeture dans la durée, quel que soit le nombre de manœuvres et la durée entre deux manœuvres du disjoncteur.

Un deuxième point intéressant concerne la dualité des courbes pour des valeurs positives et négatives de flux rémanent. Autrement dit, pour des valeurs positives de flux rémanent (0 à +0,67 p.u. du flux nominal), le module de la valeur maximale du courant d'appel atteint des valeurs très importantes (de 3 à 22 p.u. du courant nominal du transformateur) pour la zone comprise entre  $0^\circ$  et  $90^\circ$  et des valeurs plus faibles (0 à 3 p.u. du courant nominal primaire en charge) pour la zone comprise entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$ . Par contre, pour des valeurs négatives de flux rémanent (-0,67 à 0 p.u. du flux nominal), le module de la valeur

maximale du courant d'appel atteint des valeurs très importantes (3 à 22 p.u. du courant nominal) pour la zone comprise entre 90° et 180° et des valeurs assez faibles (0 à 3 p.u. du courant nominal) pour la zone comprise entre 0° et 90°.

A l'aide de ces courbes, nous pouvons aussi déterminer deux instants d'enclenchements optimaux, un pour toutes les valeurs possibles positives de flux rémanent (116°, Figure I-12 c) et l'autre pour tous les valeurs possibles négatives de flux rémanent (72°, Figure I-12 b). Ces angles vont limiter les surintensités à des valeurs comprises entre 0 et 0,4 p.u. du courant nominal primaire en charge. Ces angles sont caractéristiques du transformateur qui a été modélisé et nous permettent une première conclusion importante : une estimation correcte du signe du flux rémanent nous permet de définir deux instants de fermeture optimaux qui vont limiter à 0,4 p.u. du courant nominal les surintensités qui vont apparaître dans la bobine du transformateur lors d'un enclenchement brusque, à vide.

Un troisième point intéressant est l'existence d'un instant de fermeture optimal (97°, Figure I-12 a) pour n'importe quelle valeur, positive ou négative du flux rémanent. Cet instant de fermeture va limiter à 1 p.u. du courant nominal primaire en charge les surintensités qui vont apparaître dans la bobine du transformateur lors d'un enclenchement brusque, à vide.

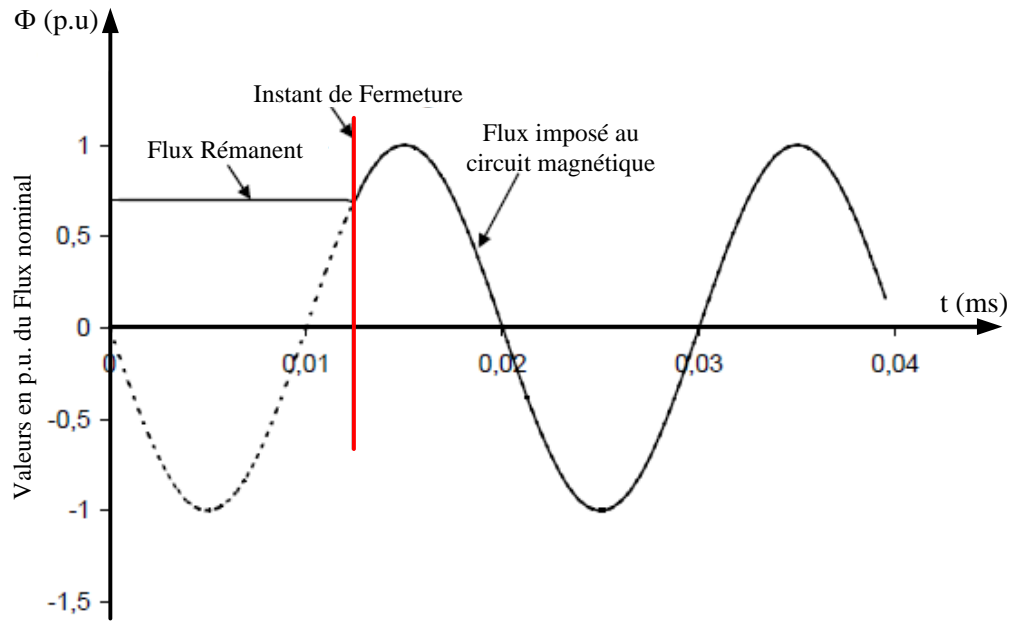
Cet instant de fermeture, spécifique du transformateur qui a été modélisé (monophasé de 1,15 kVA), conduit à une deuxième conclusion assez importante : l'angle optimal d'enclenchement d'un transformateur, lorsque la valeur de flux rémanent est inconnue, n'est pas forcément 90° comme cela est proposé dans les publications [CAV-11.1] et par des produits existants dans le marché, comme le « controlled switching » ABB, [ABB-13].

Le quatrième et dernier point à souligner concerne l'élimination du courant d'appel. Dans les Figure I-12 a, b et c, nous pouvons voir qu'il existe toujours un instant de fermeture optimal (l'instant capable d'éliminer complètement le courant d'appel et le transitoire associé) pour chaque valeur de flux rémanent. Cet instant optimal peut être calculé en annulant le terme transitoire, équation (I.8), une fois que la valeur de flux rémanent est bien maîtrisée. Le résultat de cette opération est l'équation (I.10) montrée ci-dessous :

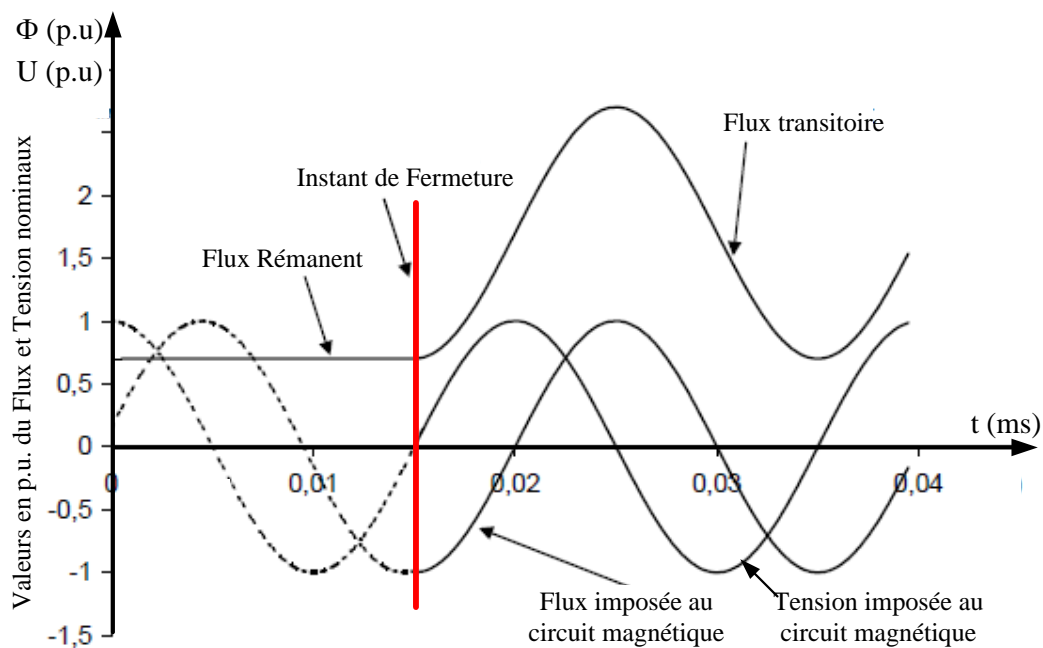
$$\alpha_{optimal} = \cos^{-1} \left( \frac{-\Phi_r}{\Phi_n} \right) \quad (I.10)$$

Nous allons nous servir de la Figure I-13 ci-dessous, empruntée à [PET-03], pour expliquer comment a lieu l'élimination du courant d'appel en utilisant ce procédé. Cette illustration montre deux cas d'enclenchements, où le premier correspond au meilleur cas d'enclenchement brusque d'un transformateur monophasé (élimination du transitoire du courant d'appel car le flux reste compris entre  $\pm\Phi_n$ ) et le deuxième correspond au pire cas d'enclenchement brusque d'un transformateur monophasé (courant d'appel élevé à cause d'un flux transitoire important).





a) exemple du cas le plus favorable



b) exemple du cas le plus défavorable

**Figure I-13 Exemple de cas de mise sous tension brusque d'un transformateur monophasé**

Dans la Figure I-13 a, nous voyons un exemple du cas le plus favorable de réalimentation brusque d'un transformateur monophasé. Dans ce cas, nous pouvons constater qu'à l'enclenchement, représenté dans cette figure par un trait vertical rouge, le flux qui est imposé au circuit magnétique est égal au flux rémanent présent dans le circuit magnétique, cela signifie que le régime transitoire du flux est nul, donc le flux présent dans le circuit magnétique après l'enclenchement est composé seulement par son régime permanent, donc pour ce cas, le courant d'appel est nul. Cela n'est possible que grâce à une bonne estimation du flux rémanent, au calcul de l'instant de fermeture optimal et à une fermeture parfaitement bien contrôlée du pôle du disjoncteur manœuvré.

Par contre, dans la Figure I-13 b, nous voyons un exemple d'un cas contraignant de réalimentation brusque d'un transformateur monophasé. Dans ce cas nous pouvons constater qu'à l'enclenchement, représenté dans cette figure par un trait vertical rouge, le flux qui est imposé au circuit magnétique est différent du flux rémanent présent dans le circuit magnétique. En conséquence, juste après l'enclenchement le flux rémanent s'ajoute à ce flux imposé, ce qui provoque un saut de flux très rapide dans le circuit magnétique, ce qui génère un régime transitoire important de flux. Ainsi, pour ce cas, le courant d'appel n'est pas nul et peut atteindre des valeurs très élevées. Comme ce flux transitoire est généré par la combinaison des paramètres  $\Phi_r$  et  $\alpha$ , nous pouvons conclure que soit l'estimation du flux rémanent a été incorrecte et donc le calcul de l'instant optimal aussi, soit le disjoncteur contrôlé n'a pas été fermé à l'instant optimal, c'est-à-dire que l'incertitude sur son temps de fermeture était trop importante.

Pour conclure ce paragraphe, nous pouvons affirmer que si la valeur de flux rémanent est connue alors un instant optimal de fermeture peut être déterminé et donc le courant d'appel maximal peut être éliminé.

#### ***1.4. Les différentes stratégies utilisées pour minimiser ou éliminer le courant d'appel***

Dans les paragraphes précédents, nous avons montré que, lors de la mise sous tension brusque d'un transformateur à vide, des forts courants d'appels peuvent atteindre 10 p.u. du courant nominal du transformateur et durer plusieurs secondes avant de s'éteindre. Ces courants peuvent causer de sévères contraintes pour le transformateur, telles que des surtensions ; des efforts électrodynamiques ; un desserrage du circuit magnétique ; etc...

Pour ces raisons, différentes stratégies qui visent à la minimisation ou à l'élimination du courant d'appel ont été développées dans le passé. Dans la littérature, [CIG-14], nous trouvons que ces stratégies d'élimination du courant d'appel peuvent être séparées dans les trois familles listées ci-dessous :

- Utilisation de résistance de pré-insertion
- Fermeture contrôlée sur un point spécifique de l'onde de tension
- Contrôle de l'état magnétique du transformateur

L'objectif des stratégies qui appartiennent au groupe « résistances de pré-insertion » est de diminuer les courants d'appels lors de la réalimentation brusque du transformateur, par l'insertion de résistances en série avec le transformateur.

Par contre, l'objectif des stratégies qui appartiennent au groupe « fermeture contrôlée sur un point spécifique de l'onde de tension » est d'éliminer les courants d'appels lors de la réalimentation brusque du transformateur, en procédant en trois étapes :

1. Estimation de la valeur du flux rémanent présent dans le circuit magnétique
2. calcul de l'instant de fermeture optimal des pôles du disjoncteur à partir de cette valeur de flux rémanent à priori connue.
3. fermeture des pôles du disjoncteur correctement de façon à éliminer le courant d'appel.

Dans la littérature nous trouvons que l'estimation du flux rémanent peut être réalisée de différentes façons, telles que : l'intégration de la tension [LIU-10] ; la mesure de l'induction magnétique autour du transformateur [CAV-14].

L'objectif des stratégies qui appartiennent au groupe « contrôle de l'état magnétique du transformateur » est d'éliminer (minimiser) le courant d'appel lors de la réalimentation brusque du transformateur, au moyen des trois étapes:

- 1) contrôle et imposition de la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique :
- 2) calcul de l'instant de fermeture optimal des pôles du disjoncteur à partir de cette valeur de flux rémanent a priori connue
- 3) fermer les pôles du disjoncteur correctement de façon à éliminer le courant d'appel.

Dans la littérature nous trouvons que le contrôle de la valeur du flux rémanent peut être fait de différentes façons, telles que la démagnétisation du circuit magnétique [KOV-11], [LEO-14] et [MAK-12] ou encore la magnétisation du circuit magnétique à un point de fonctionnement connu [NOV-12], [TAY-12.1] et [PRA-13].

Nous devons souligner que le point en commun de toutes ces stratégies qui appartiennent aux groupes « fermeture contrôlée sur un point spécifique de l'onde de tension » et « contrôle de l'état magnétique du transformateur » est le fait d'avoir à estimer la valeur du flux rémanent à la mise hors tension du transformateur (état « n ») pour après, pouvoir l'enclencher correctement lors de sa prochaine mise sous tension (état « n+1 ») et la nécessité d'avoir toujours un système qui permette de contrôler précisément la fermeture des pôles du disjoncteur.

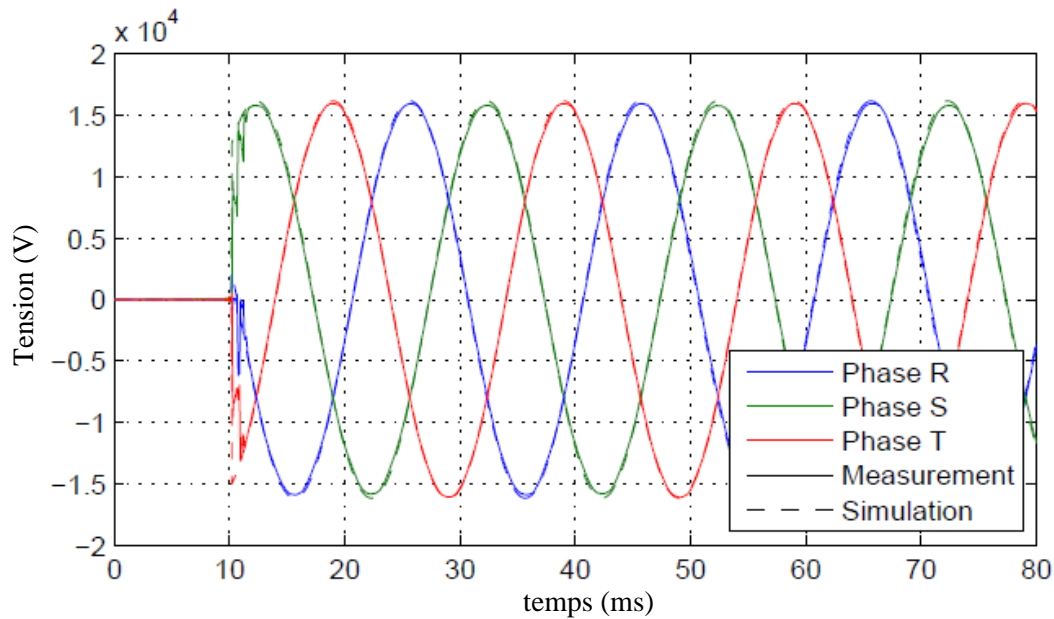
Afin d'éviter la redondance dans les paragraphes suivants, nous allons interrompre le déroulement de ce paragraphe, §I.4, pour expliquer en détail comment est faite la fermeture contrôlée des pôles du disjoncteur. Nous traitons ici des transformateurs triphasés enclenchés sur un réseau triphasé.

#### **I.4.1. Fermeture contrôlée des pôles du disjoncteur**

Si le courant d'appel a été éliminé lors de la réalimentation brusque d'un transformateur, cela signifie que l'estimation du flux rémanent a été bien faite et surtout que la fermeture des pôles du disjoncteur a aussi été bien exécutée.

La fermeture des pôles du disjoncteur joue un rôle très important dans la méthodologie d'élimination du courant d'appel pour toutes les stratégies qui appartiennent aux groupes « fermeture contrôlée sur un point spécifique de l'onde de tension » et « contrôle de l'état magnétique du transformateur ».

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les trois méthodes de fermeture des pôles de disjoncteur qui existent aujourd'hui. Pour ce faire, nous allons nous servir des Figures I-14 et 15, empruntées respectivement à [CHI-09] et [BRU-01], montrées ci-dessous.



**Figure I-14 Exemple d'enclenchement triphasé avec fermeture simultanée des trois pôles du disjoncteur**

Dans la Figure I-14, nous pouvons voir toutes les étapes d'une méthode de fermeture triphasée qui s'appelle « fermeture simultanée de pôles du disjoncteur ». Conformément à l'illustration ci-dessus, pour ce type de fermeture, les pôles du disjoncteur sont fermés au même instant, avec l'objectif d'éliminer (minimiser) le courant d'appel.

Cet instant de fermeture « unique » ( $t=10$  ms dans notre exemple, Figure I-14) va dépendre des valeurs de flux rémanent présentes dans les trois jambes du circuit magnétique et, sauf pour les cas exceptionnels où la répartition des flux rémanents dans les trois jambes correspond à un instant «  $t$  » qui permet un enclenchement optimal pour les trois phases, cet instant « unique » correspond soit au meilleur compromis des trois instants de fermetures calculés (un par phase), soit à l'instant de fermeture calculé pour la phase qui présente le flux rémanent le plus grand.

En résumé ce type de fermeture est le plus simple parmi ceux qui existent. Il peut être toujours utilisé et reste compatible avec les relais de protection. Par contre, pour la majorité des cas, cette stratégie ne permet que la minimisation du courant d'appel et pas sa suppression.

Avant de passer au prochain type de fermeture existant, nous devons souligner que la méthode « fermeture simultanée des pôles du disjoncteur » est très similaire à la méthode « fermeture contrôlée du pôle d'un disjoncteur ». Cette dernière ne s'applique qu'à des transformateurs monophasés, où l'enclenchement est beaucoup plus simple. En effet, nous n'avons dans ce cas qu'une phase à enclencher, donc un seul instant de fermeture optimal à rechercher. Un exemple de ce type de fermeture a été montré dans le paragraphe §I.3.4, Figure I-13 a.

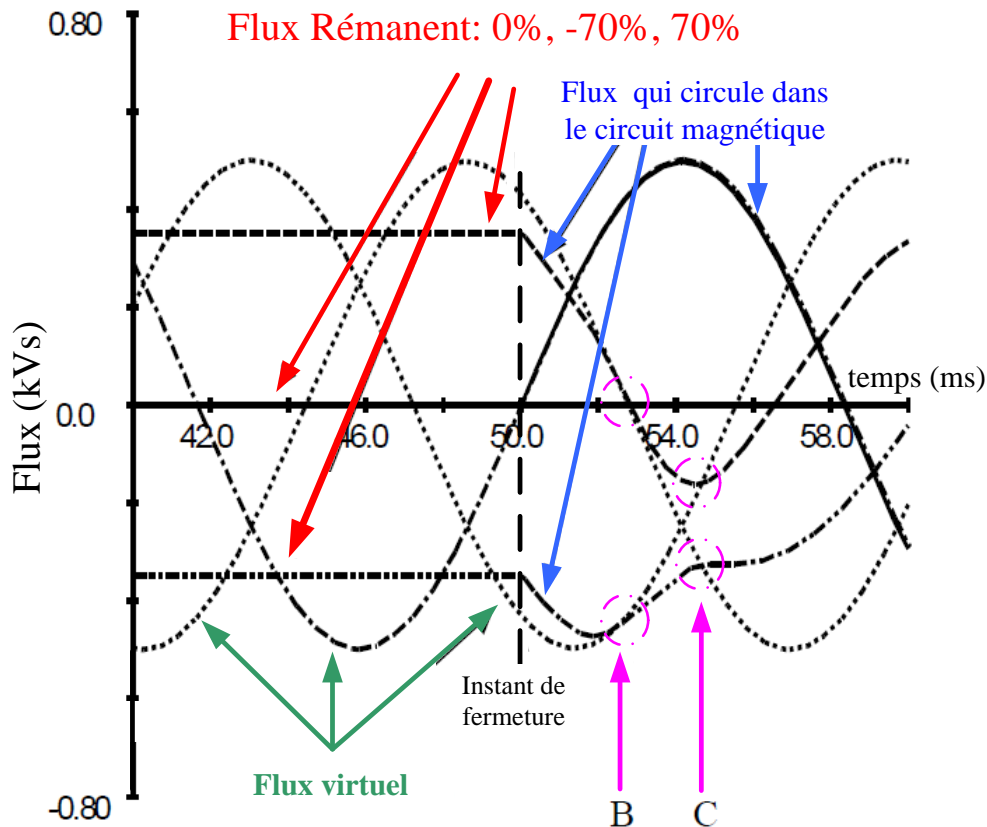


Figure I-15 Exemple d'enclenchement triphasé avec fermeture non simultanée de pôles du disjoncteur.

Dans la Figure I-15, nous pouvons voir toutes les étapes de l'algorithme de fermeture triphasée qui s'appelle « fermeture non-simultanée des pôles du disjoncteur ». Conformément à l'illustration ci-dessus, pour ce type de fermeture, les pôles du disjoncteur sont fermés à des instants différents avec l'objectif d'éliminer les courants d'appels.

Dans cet exemple, nous pouvons voir que, avant l'enclenchement, les valeurs des trois flux rémanents sont connues et à des valeurs égales à 0 pu, -0,7 pu et 0,7pu qu'à l'instant «  $t=50$  ms », la première phase est enclenchée. Cet instant a été choisi, parce qu'à ce moment, le flux virtuel (flux qu'on souhaite avoir dans le circuit magnétique après l'enclenchement) est égal au flux rémanent présent dans une jambe du circuit magnétique, donc l'enclenchement se passe de manière parfaite, c'est-à-dire sans la génération de phénomènes transitoires.

Par contre, juste après l'enclenchement de la première phase, nous avons une circulation de flux dans les trois jambes du circuit magnétique. Donc, visant toujours l'élimination du courant d'appel des deux autres phases et partant du même principe de fermeture qui vient d'être expliqué, nous pouvons supposer que les points « B » et « C » sont deux possibilités distinctes d'instant de fermeture simultanée optimale pour les autres deux phases qui sont encore ouvertes (le flux virtuel, flux qu'on souhaite avoir dans le circuit magnétique après l'enclenchement, est égal au flux présent dans les jambes du circuit magnétique).

Nous devons souligner que l'écart temporel existant entre la fermeture de la première phase et la fermeture de les deux autres phases doit être assez petit, parce que sinon les systèmes de protection du réseau ou encore les protections du transformateur peuvent déclencher la mise hors tension du transformateur en le découplant du réseau, causant ainsi une fausse opération des systèmes de protection [KAN-04], [KAN-05].

Pour conclure, ce type de fermeture est le plus complexe parmi ceux qui existent, mais il est le seul qui permet toujours d'éliminer les courants d'appels pour n'importe quelle valeur de flux rémanent.

Maintenant que nous avons fait le tour des différentes stratégies de fermeture contrôlée des trois pôles du disjoncteur triphasé, nous pouvons présenter un état de l'art des cinq stratégies principales d'élimination du courant d'appel existantes aujourd'hui, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Ces stratégies sont listées ci-dessous et seront présentées avec plus de détails dans la suite de ce document :

- Résistance de pré-insertion
- Intégration de la tension
- Démagnétisation
- Prefluxing
- Mesure de l'induction magnétique

Pour illustration, la Figure I-16, ci-dessous, montre quelle stratégie appartient à chacun des groupes mentionnés au début de ce paragraphe.

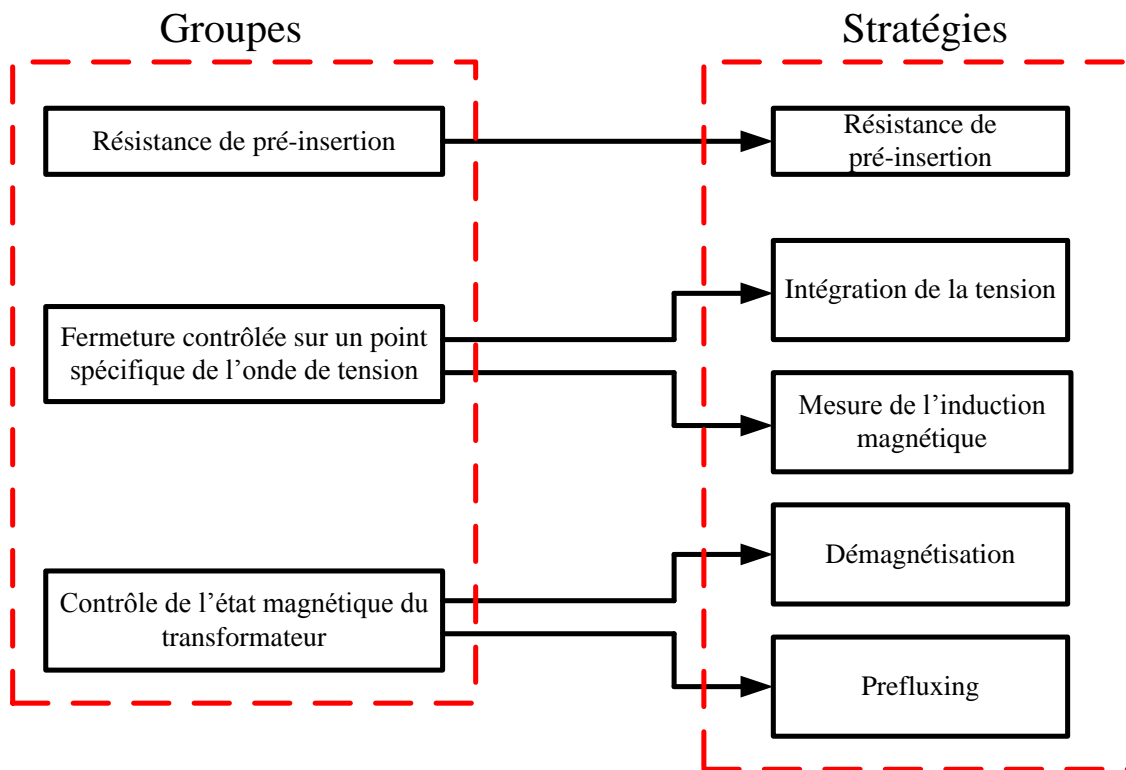


Figure I-16 Différentes stratégies possibles pour minimiser les courants d'appel.

#### I.4.2. Stratégie résistance de pré-insertion

L'objectif de ce type de stratégie est de diminuer et non d'éliminer le courant d'appel lors de la mise sous tension brusque d'un transformateur. Pour ce faire, elle met en œuvre des résistances qui sont mises en série au niveau des trois phases qui alimentent le transformateur. La figure I-17, empruntée à [CIG-04], montre un exemple classique de ce type de méthode.

Le principe de cette méthode est d'insérer une résistance en série avec le transformateur seulement pendant une durée donnée suivant sa mise sous tension. Le rôle de

cette résistance est de diminuer la saturation du circuit magnétique et la constante d'amortissement, donc, de diminuer l'amplitude et la durée du courant d'appel [BAS-08].

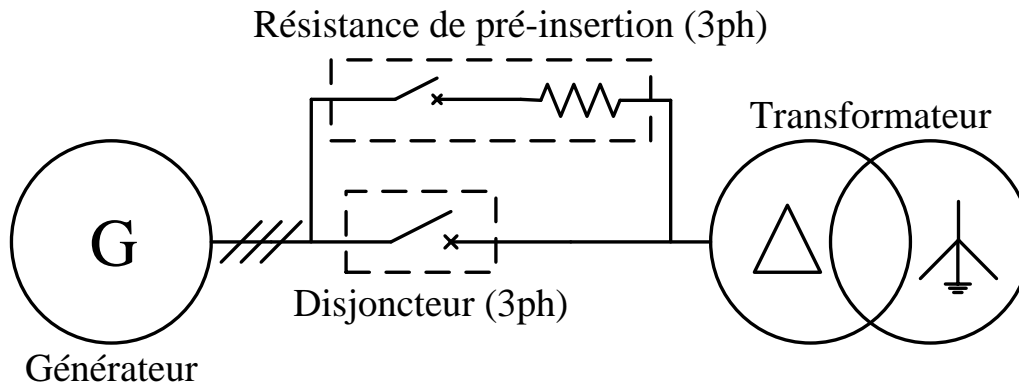


Figure I-17 Exemple schématique de la stratégie « résistance de pré-insertion ».

Le grand avantage de cette stratégie est qu'elle est très simple à mettre en œuvre. Par contre, elle exige la présence d'un mécanisme auxiliaire de fermeture avec une séquence dédiée pour chacun des deux disjoncteurs à manœuvrer pour mettre sous tension le transformateur. Cela a pour conséquence une élévation des coûts et une diminution de la fiabilité [SMC].

Un autre grand désavantage de cette stratégie est qu'elle ne vise que la diminution du courant d'appel. Ainsi, à chaque enclenchement brusque le transformateur va continuer à subir des courants d'appels non nuls qui vont au fur et à mesure diminuer la vie du transformateur. Ainsi, nous pouvons dire que cette stratégie ne résout pas complètement les problèmes rencontrés à l'enclenchement, mais augmente « légèrement » la durée de vie du transformateur.

#### I.4.3. Stratégie de calcul du flux par intégration de la tension

Nous cherchons à éliminer le courant d'appel lors de la réalimentation brusque d'un transformateur. Pour se faire, on se sert d'une procédure hiérarchisée en deux étapes.

La première étape est l'estimation du flux rémanent et la deuxième est la maîtrise de la fermeture des pôles du disjoncteur. Ces deux étapes ont été représentées dans la Figure I-18, ci-dessous.

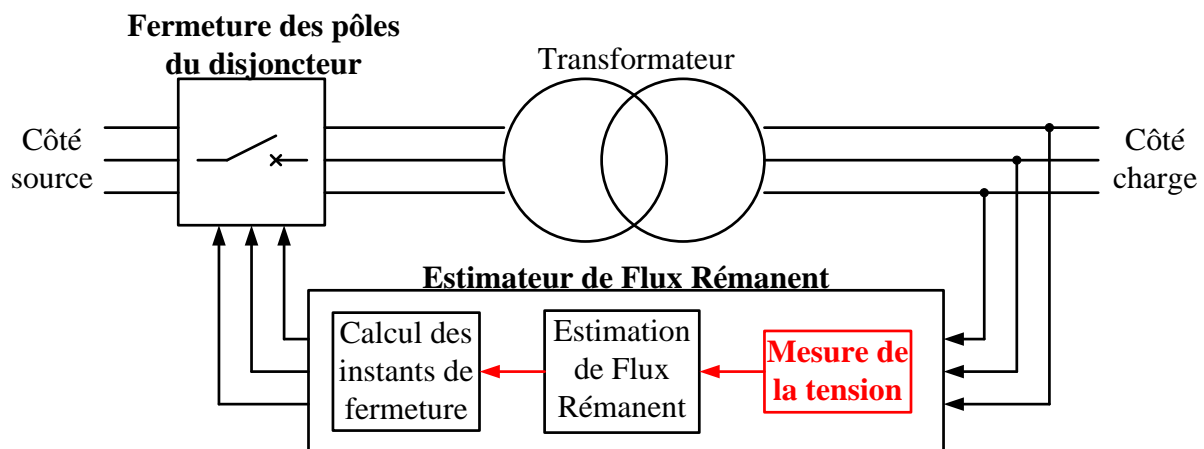


Figure I-18 Exemple schématique de la stratégie « intégration de la tension ».



La première étape est réalisée par le dispositif « estimateur du flux rémanent » et consiste à estimer la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique pendant la mise hors tension du transformateur et à calculer l'instant optimal de fermeture de chaque pôle du disjoncteur.

Nous devons souligner que pour ce type de stratégie, l'estimation du flux rémanent est en principe faite par la mesure de la tension et que le calcul des instants optimaux de fermeture de chaque pôle du disjoncteur est déduit de l'équation (I.10), paragraphe §I.3.4.

La deuxième étape est réalisée par le dispositif « fermeture de pôles du disjoncteur » et consiste à enclencher le transformateur au réseau par une fermeture non simultanée des trois pôles du disjoncteur manœuvré [REI-11]. Ce type de fermeture a été déjà expliqué dans le paragraphe §I.4.1, mais ce type d'estimation de flux rémanent sera expliqué plus en détail dans la suite de ce document.

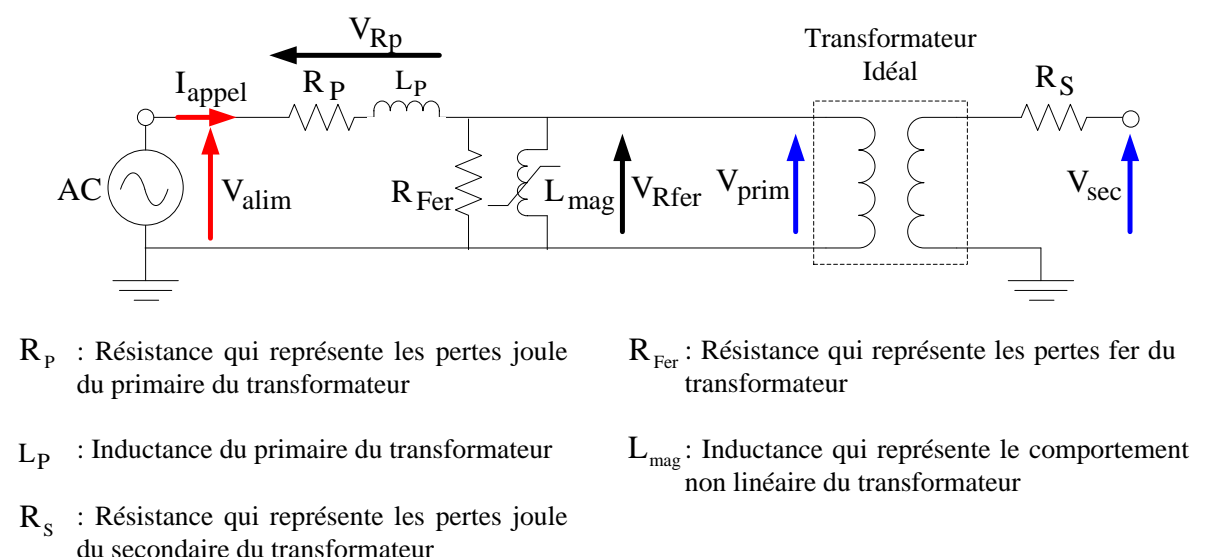
Ce type de stratégie est tellement reconnu dans le milieu industriel que certains constructeurs, tels que, Hydro-Québec et Snemo [SMC], Mitsubishi [MIT-07] et ABB [ABB-04], l'utilisent dans leurs propres systèmes d'élimination de courant d'appel. Dans le marché, ces systèmes sont connus sous le nom de « commandes synchronisées ».

#### I.4.3.1. Estimateur de Flux Rémanent

L'estimation du flux rémanent est faite par une méthode indirecte, c'est-à-dire que la mesure n'est pas réalisée directement mais elle est déduite d'un traitement numérique. En effet, le flux est calculé à partir de l'intégrale de la tension.

Nous devons souligner qu'afin d'avoir une estimation de flux plus précise, la mesure de la tension est faite sur l'enroulement à vide du transformateur pour éviter l'erreur introduite par la résistance de la bobine qui est alimentée par le courant d'appel.

La Figure I-19, ci-dessous, illustre bien la problématique causée par la résistance de la bobine qui est alimentée par le courant d'appel.



**Figure I-19** Modèle de Kapp d'un transformateur monophasé : chutes de tension à travers les différents paramètres ( $R_p$ ,  $L_p$ ,  $L_{mag}$ ) lorsque le transformateur est alimenté sur le réseau.

Dans la Figure I-19, ci-dessus, nous pouvons voir le modèle de Kapp d'un transformateur monophasé, qui est alimenté par son côté primaire par une source de tension



sinusoïdale. A partir de ce modèle, nous pouvons voir que la tension appliquée aux bornes du transformateur (« Valim ») n'est pas égale à la tension (« Vprim »), qui correspond à la dérivée du flux magnétique qui circule dans le circuit magnétique du transformateur.

La différence entre ces tensions est due aux chutes de tension dans la résistance et l'inductance d'enroulement. Pour ces raisons, si nous avons calculé le flux magnétique à partir de la tension mesurée dans le primaire du transformateur (« Valim »), nous aurions eu un signal de flux qui ne correspondrait pas à la réalité et qui aurait provoqué des imprécisions sur l'estimation de flux rémanent.

Par contre, la tension mesurée au secondaire du transformateur (« Vsec ») est une image du flux magnétique qui circule dans le circuit magnétique du transformateur sous tension. C'est la tension mesurée aux bornes de l'enroulement secondaire du transformateur qui doit être intégrée afin d'avoir une bonne estimation du flux rémanent. La figure I-20 ci-dessous, empruntée à [RIO-05], montre un exemple d'estimation de flux rémanent faite à partir de la mesure de la tension pendant la mise hors tension d'un transformateur.

Dans la Figure I-20, nous pouvons voir que le signal de flux, calculé à partir de la mesure de la tension, présente une dérive. Cette dérive qui ici admet une pente croissante, est calculée, puis le signal est centré autour de zéro, afin de faciliter l'estimation du flux rémanent. La détermination du flux rémanent se fait par la différence entre le signal centré autour de zéro en régime permanent et la valeur finale du flux. L'estimation du flux rémanent est faite quelques centaines de millisecondes après la mise hors tension du transformateur et cette stratégie fait l'hypothèse forte qu'après la mise hors tension le flux rémanent reste inchangé jusqu'à la prochaine mise sous tension du transformateur. Cette hypothèse reste largement critiquable, car jusqu'à maintenant elle n'a pas été complètement démontrée.

Cette dérive visualisée dans la Figure I-20, est probablement due à la présence d'offsets constants présents dans la mesure de la tension, et à la méthode d'intégration de la tension qui ne corrige pas la constante d'intégration due aux conditions initiales de l'intégration. Si le problème vient de la méthode d'intégration, ce problème peut être facilement corrigé. Par contre, si l'erreur vient de la mesure de tension, des ajustements sur le système de mesure sont nécessaires.

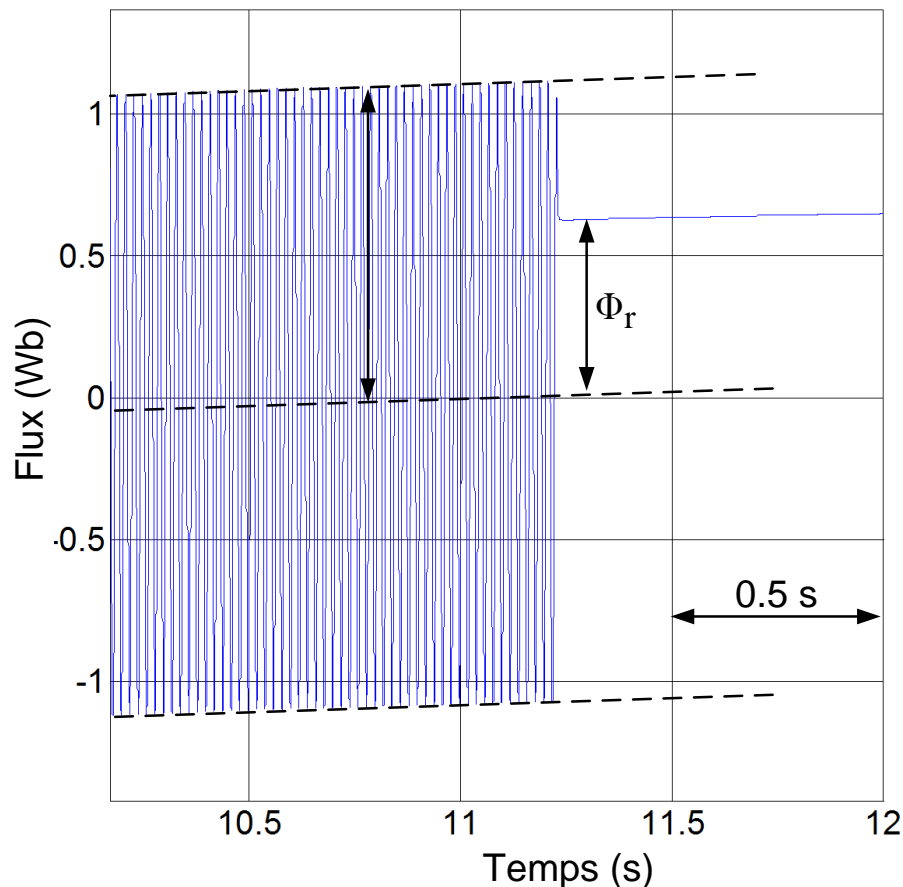


Figure I-20 Exemple d'estimation de flux rémanent obtenue par la stratégie « intégration de la tension »

Comme nous avons pu le noter la mesure de la tension est une information très importante pour cette stratégie. Pour les transformateurs à haute tension, normalement, la mesure de la tension est faite soit par des transformateurs de mesure (TT ou TCT<sup>1</sup>) positionnés au niveau de la ligne, ou alors par des capteurs couplés aux prises capacitatives présentes dans les traverses du transformateur. Dans la littérature, [LIU-11], nous trouvons que la mesure de tension faite par les transformateurs de mesure (TT) peut introduire des erreurs sur l'estimation du flux rémanent à cause d'une mauvaise qualité de mesure (faible niveau de signal sur bruit juste après la mise hors tension du transformateur), mauvaise plage de bande passante et temps de réponse inadapté du réducteur de mesure.

La mesure de la tension faite par des capteurs couplés aux prises capacitatives présentes dans les traverses du transformateur est probablement la plus précise car ces capteurs présentent une large bande passante et un bon gain (faible relation signal sur bruit). Ainsi, nous pouvons dire qu'ils sont plus adaptés à la mesure de phénomènes transitoires qui se produisent dans les transformateurs haute tension [DOU-91].

Pour conclure, nous pouvons dire que le grand avantage de la stratégie « intégration de la tension » est sa facilité de mise en œuvre sur tous les types de transformateurs existants (production, transport ou distribution). Cependant, le grand désavantage concerne l'estimation du flux rémanent qui peut être faussée si le système de mesure de la tension n'est pas adapté pour mesurer des phénomènes transitoires rapides. Un autre grand désavantage est l'hypothèse implicite que le flux rémanent reste inchangé après le transitoire de mise hors tension. Cette hypothèse n'a pas encore été prouvée scientifiquement.

<sup>1</sup> TT : Transformateur de tension

TCT : Transformateur Capacitif de Tension

#### I.4.4. Stratégie de démagnétisation

L'objectif de cette stratégie est d'éliminer le flux rémanent dans le transformateur afin d'avoir un flux nul dans les trois colonnes du transformateur pour ensuite enclencher au bon moment pour éviter des courants d'appel important [KOV-11].

Pour ce faire, on peut décomposer cette stratégie en deux étapes :

- 1) La démagnétisation
- 2) La « fermeture des pôles du disjoncteur ».

Ces deux étapes, décomposées en blocs, sont montrées dans la Figure I-21 ci-dessous.

La première étape est réalisée par le bloc « démagnétiseur » (le générateur). Elle consiste à démagnétiser le circuit magnétique du transformateur avant sa mise hors tension (disjoncteur côté source fermé, « JG », et disjoncteur côté cible ouvert, « JB »), Figure I-21 a. Ensuite, il faut calculer l'instant optimal de fermeture de chaque pôle du disjoncteur qui est donc toujours le même.

Enfin, la deuxième étape est réalisée par le bloc « fermeture des pôles du disjoncteur » et consiste à enclencher le transformateur au réseau par la fermeture optimale et non simultanée des trois pôles du disjoncteur côté source, « JG » ou coté réseau (JB) pour mettre le transformateur sous tension à vide, (l'autre disjoncteur « JB » ou « JG » ouvert), Figure I-21 b.

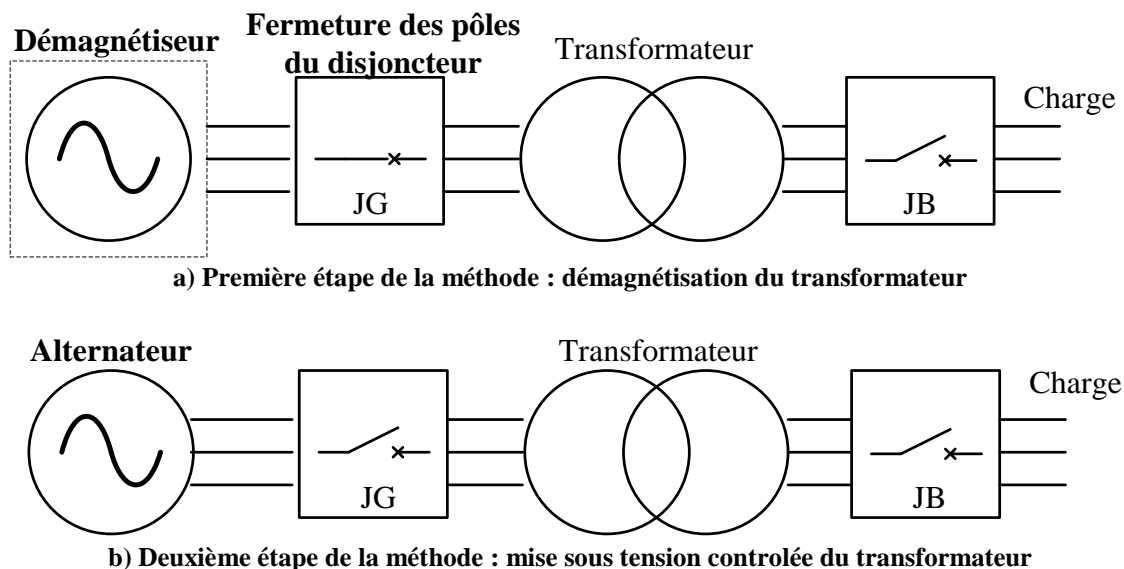


Figure I-21 Exemple schématique de la stratégie « démagnétisation ».

Nous devons souligner que pour ce type de stratégie, la démagnétisation du circuit magnétique peut être faite par une génératrice qui alimente le transformateur et que le calcul de l'instant optimal de fermeture est fait à partir l'équation (I.10), paragraphe §I.3.4. Ce type de fermeture a été déjà expliqué dans le paragraphe §I.4.1 et cette démagnétisation sera mieux expliquée dans la suite de ce document.

##### I.4.4.1. Démagnétiser le circuit magnétique

La méthode d'estimation du flux rémanent qui vous est présentée ci-dessous a été extraite de l'article [KOV-11].

Dans ce type de stratégie, la démagnétisation du circuit magnétique est faite par une méthode indirecte. On entend par indirecte le fait d'utiliser une tension sinusoïdale décroissante appliquée aux bornes du transformateur pour démagnétiser le circuit magnétique.

La figure I-22, ci-dessous, montre un exemple réel de démagnétisation d'un circuit magnétique qui a été réalisée et mesurée sur un transformateur triphasé de 19MVA qui est localisé dans l'usine hydraulique EDF de Grangent dans la Loire.

Les caractéristiques du transformateur en question sont données dans le Tableau I-3 ci-dessous.

$S_{\text{ nominale}}$ (MVA)	$V_{\text{ primaire côté HT}}$ (kV <sub>RMS</sub> )	$V_{\text{ secondaire côté MT}}$ (kV <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ primaire}}$ (A <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ secondaire}}$ (kA <sub>RMS</sub> )
19	65	10	170	1,096

Tableau I-3 Caractéristiques nominales du transformateur

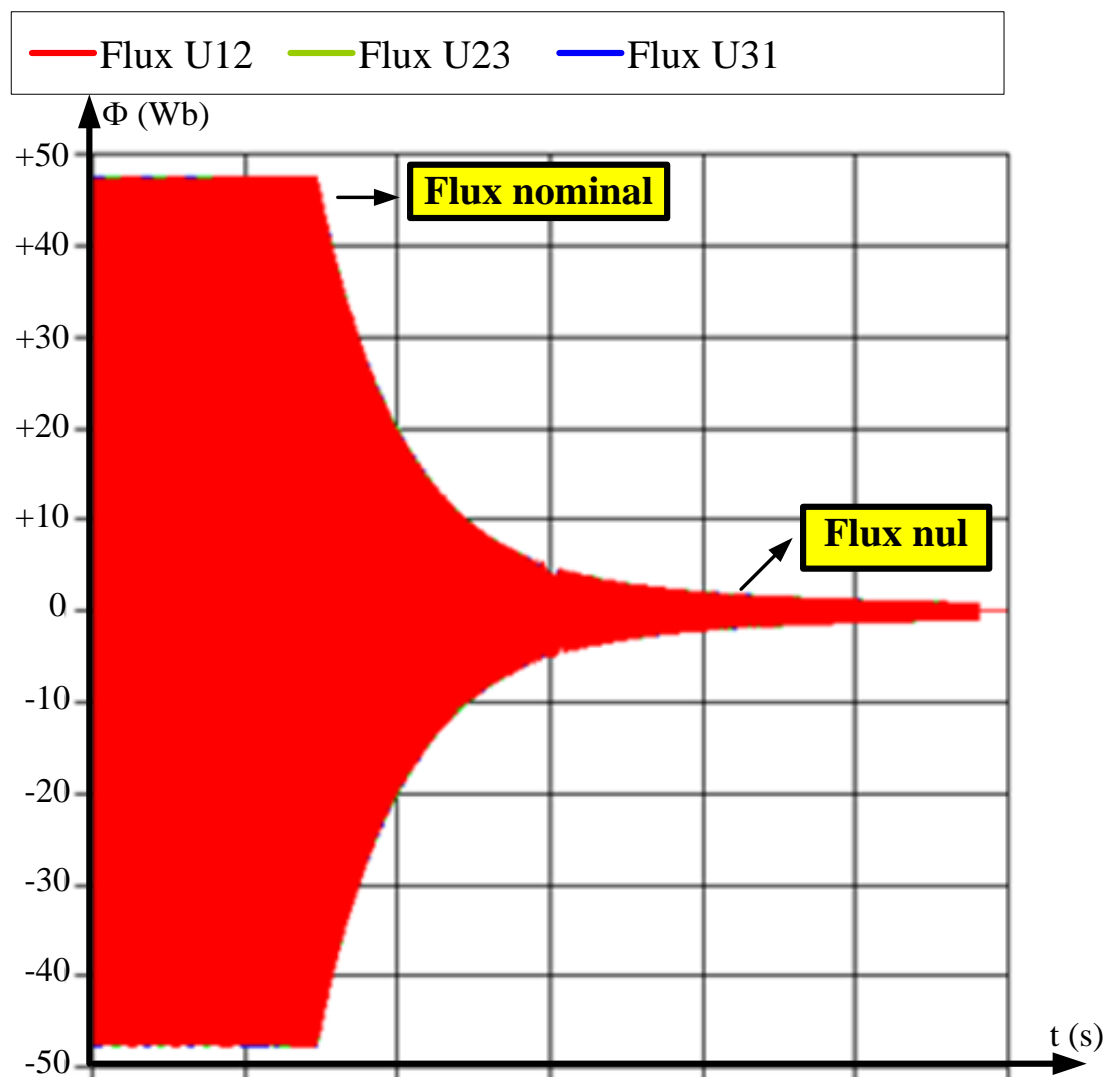


Figure I-22 Flux en fonction du temps - Exemple de démagnétisation d'un transformateur de 19MVA

D'abord, nous devons souligner que la mesure de flux est déduite de l'intégration de la tension secondaire (à vide) du transformateur. Dans la Figure I-22, ci-dessus, nous pouvons voir que la démagnétisation du transformateur, est faite pendant la mise hors tension du transformateur et consiste à réduire progressivement et de manière assez lente en quelques

dizaines de secondes la tension appliquée aux bornes du transformateur (de 1 p.u. à 0 p.u. de la tension nominale).

Nous pouvons aussi constater que le principe de cette stratégie est d'imposer au circuit magnétique un flux magnétique décroissant qui va le démagnétiser, plus précisément, qui va mettre à zéro la valeur du flux rémanent lorsque la valeur de la tension arrive à 0 p.u. de la tension nominale.

Nous devons souligner que, dans notre exemple (Figure I-22), ce signal de tension décroissant a été généré par le « alternateur » qui alimente le transformateur et que l'instant optimal de fermeture vaut  $90^\circ$  pour les trois phases, une fois que la valeur de flux rémanent dans le circuit magnétique est nulle après la démagnétisation du circuit magnétique.

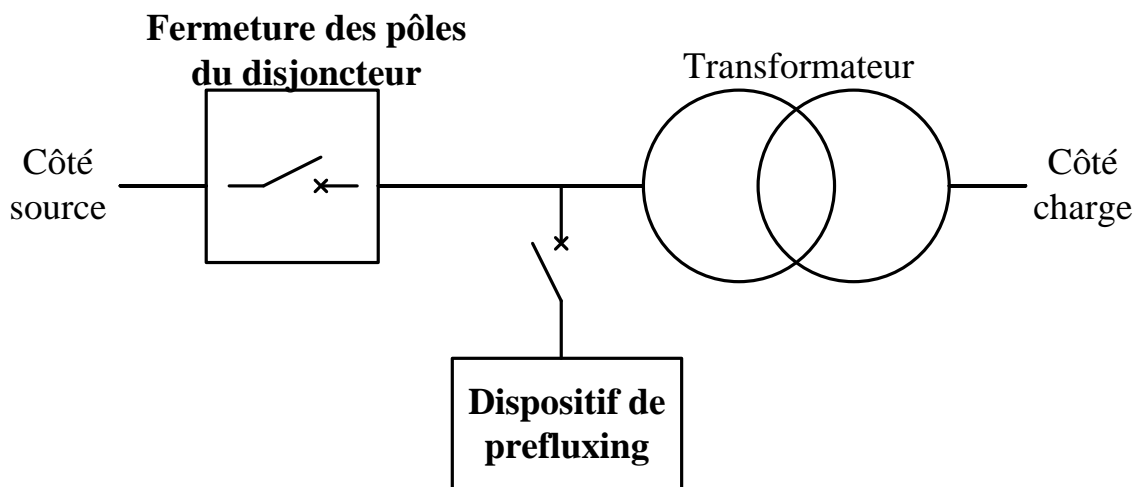
Pour conclure, nous pouvons dire que le grand avantage de la stratégie de « démagnétisation » est qu'elle permet d'éliminer le courant d'appel. Cette méthode est simple à mettre en œuvre une fois qu'une génératrice pilotable de grande puissance est disponible et permet de fixer avec certitude la valeur de flux rémanent à zéro. Le grand désavantage de cette stratégie est justement le fait d'avoir toujours besoin d'une génératrice pilotable de grande puissance pour désaimanter le circuit magnétique.

#### **I.4.5. Stratégie de Prefluxing**

L'objectif de cette stratégie est toujours de minimiser le courant d'appel lors de la mise sous tension brusque d'un transformateur sur le réseau.

Dans ce but, on met en œuvre une procédure hiérarchisée qui se décompose en deux étapes, lesquelles sont représentées par les blocs « dispositif de prefluxing » et « fermeture des pôles du disjoncteur » dans la Figure I-23 ci-dessous. Cette stratégie est un cas particulier de la stratégie de démagnétisation puisque l'on va aimanter le circuit magnétique en maîtrisant le flux rémanent :

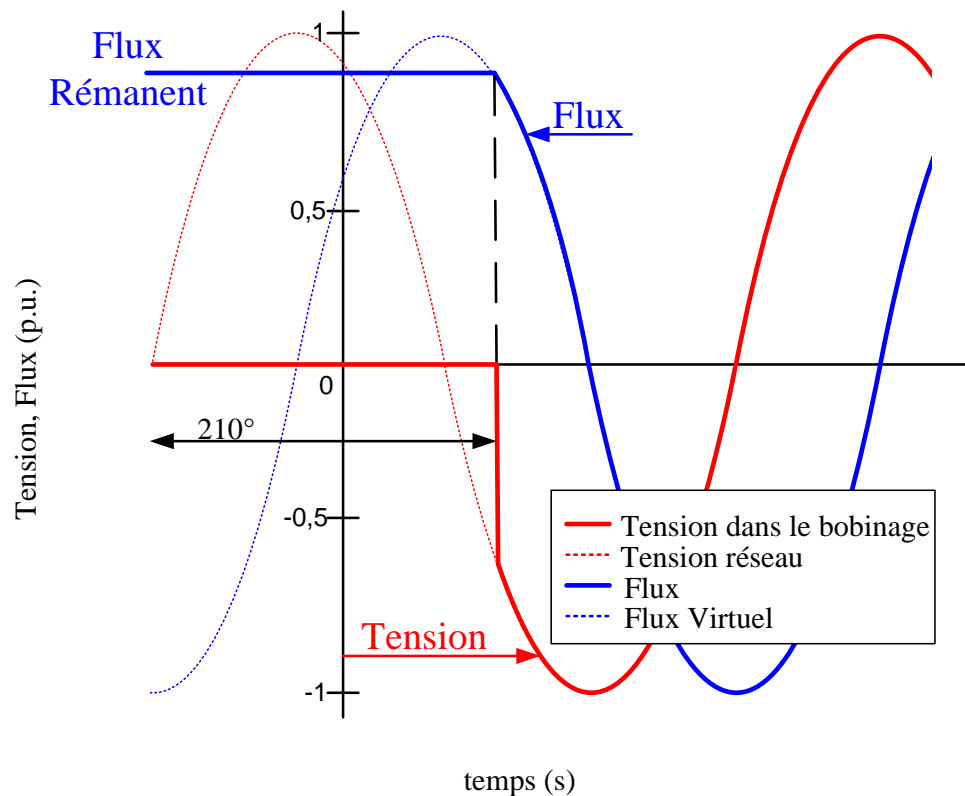
- La première étape est réalisée par le bloc « dispositif de prefluxing » et consiste à aimanter le transformateur avec une polarité maîtrisée et connue de flux lorsque le transformateur est hors tension.
- La deuxième étape est réalisée par le bloc « fermeture de pôles du disjoncteur ». Elle consiste à connecter le transformateur au réseau toujours avec les mêmes instants de fermeture pour minimiser les courants à l'enclenchement.



**Figure I-23 Exemple schématique de la stratégie de « prefluxing »**

Dans la littérature nous trouvons que, si le transformateur est monophasé, le « dispositif de prefluxing » doit être connecté entre la phase et le neutre du transformateur. De plus l'enclenchement doit être fait par une fermeture contrôlée du pôle du disjoncteur. Les angles correspondants sont  $210^\circ$  ou  $330^\circ$  respectivement pour une polarité de flux positive ou négative [TAY-12.1], [BRU-98]. Les instants de fermeture ( $210^\circ$  et  $330^\circ$ ) adoptés par la stratégie seront expliqués ensuite.

La Figure I-24 ci-dessous est empruntée à [TAY-12.1]. Elle montre un exemple d'enclenchement, lorsque l'angle de fermeture appliqué est  $210^\circ$ .

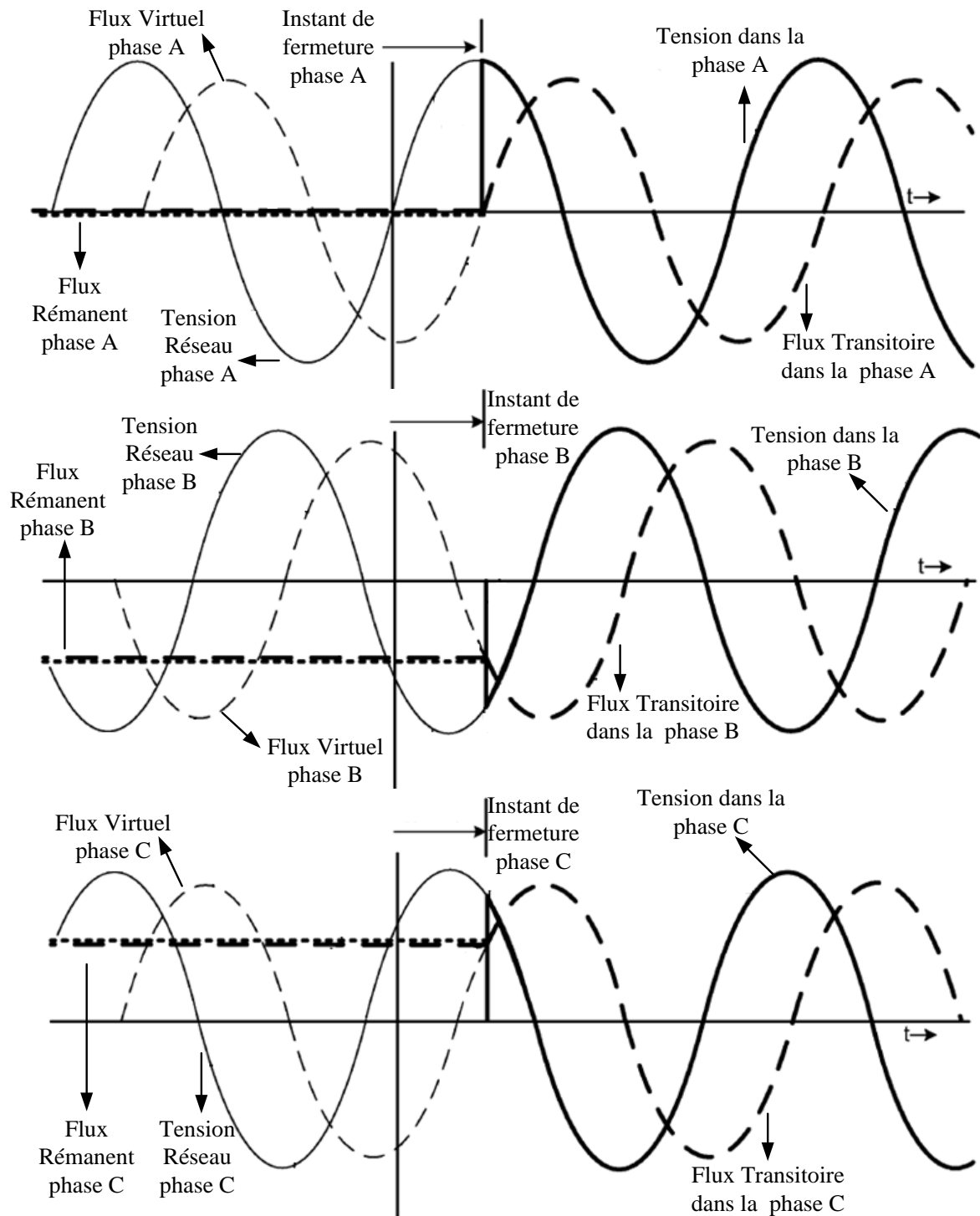


**Figure I-24** Exemple d'enclenchement réalisé par la stratégie de prefluxing lorsque l'angle de fermeture appliqué est de  $210^\circ$ .

Dans la Figure I-24, ci-dessus, nous pouvons constater que le point de référence de la stratégie de prefluxing est le passage par zéro (front montant) de l'onde de tension appliquée aux bornes du transformateur.

Par contre si le transformateur est triphasé, le « dispositif de prefluxing » doit être connecté entre deux phases du transformateur. L'enclenchement doit alors être fait par une fermeture simultanée des pôles du disjoncteur. Les angles correspondants sont  $90^\circ$  ou  $270^\circ$  respectivement pour une polarité de flux positive ou négative [TAY-12.2].

La Figure I-25, ci-dessous est empruntée à [TAY-12.2]. Elle montre un exemple d'enclenchement d'un transformateur triphasé lorsque l'angle de fermeture appliqué est de  $90^\circ$ .



**Figure I-25** Exemple d'enclenchement réalisé par la stratégie de prefluxing (transformateur triphasé) lorsque l'angle de fermeture appliqué est de  $90^\circ$ .

Dans la Figure I-25, ci-dessus, nous pouvons constater que le point de référence ( $90^\circ$ ) de la stratégie est le maximum de l'onde de tension où le flux rémanent est nul, dans notre exemple cette tension correspond à la phase A.

Nous devons souligner qu'après l'opération du dispositif de prefluxing, la répartition de flux rémanent entre les phases suit toujours le profil montré dans la Figure I-25. Donc, il y aura toujours un flux rémanent nul et les deux autres avec des valeurs importants et opposés.

L'instant de fermeture à 90° et le choix d'exécuter une « fermeture simultanée des pôles du disjoncteur » sont basés sur le fait d'avoir toujours ce même profil de répartition de flux rémanent.

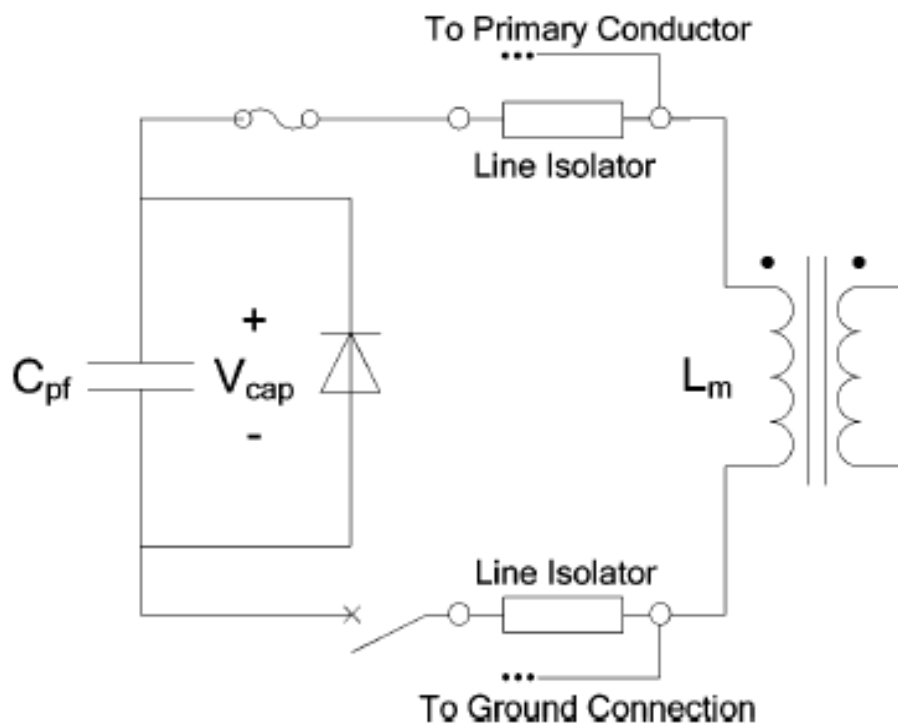
Rappelons que ces types de fermeture (transformateur monophasé et triphasé) ont été déjà expliqués dans le paragraphe §I.4.1. Par contre, l'explication du « dispositif de prefluxing » fait l'objet du paragraphe suivant.

#### I.4.5.1. Dispositif de prefluxing

La méthode d'estimation du flux rémanent présentée ci-dessous a été extraite de l'article [TAY-12.1] et correspond à la méthode appliquée à un transformateur monophasé.

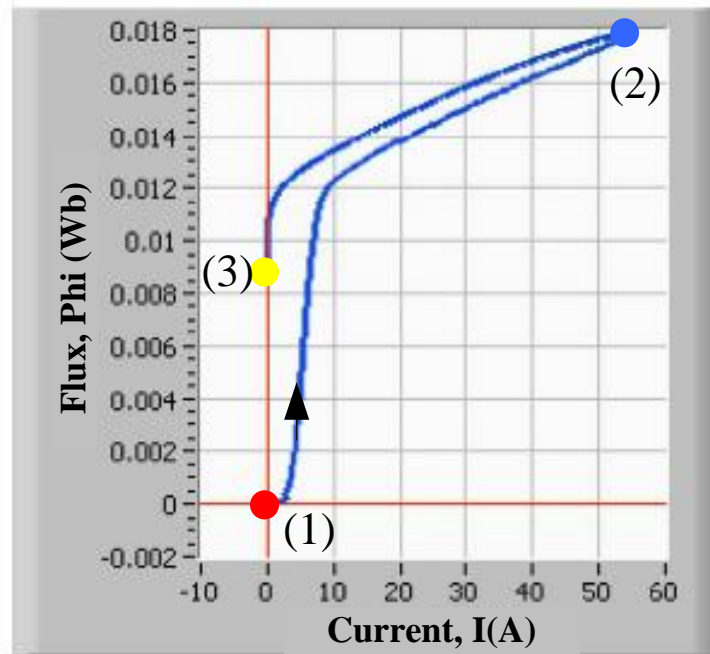
Dans ce type de stratégie, l'aimantation du circuit magnétique est faite par une méthode indirecte. On entend par indirecte le fait d'utiliser une source de tension continue appliquée aux bornes du transformateur pour magnétiser le circuit magnétique.

Les Figures I-26 a et b, présentées ci-dessous et empruntées à [TAY-12.1], montrent respectivement le « dispositif de prefluxing » et un exemple de magnétisation d'un transformateur monophasé lors d'une opération de « prefluxing ». Dans la Figure I-26 a, nous pouvons voir que le « dispositif de prefluxing » est constitué fondamentalement par un condensateur en parallèle avec une diode (représentés par «  $C_{pf}$  » et «  $V_{cap}$  » sur le schéma unifilaire). Ces composants sont connectés en série (voir fusibles et disjoncteurs) aux bornes du transformateur, qui dans cette illustration est représenté par l'inductance «  $L_m$  ». La loi qui décrit l'échange d'énergie entre le « dispositif de prefluxing » et le transformateur est la résonance entre le condensateur et l'inductance du transformateur.

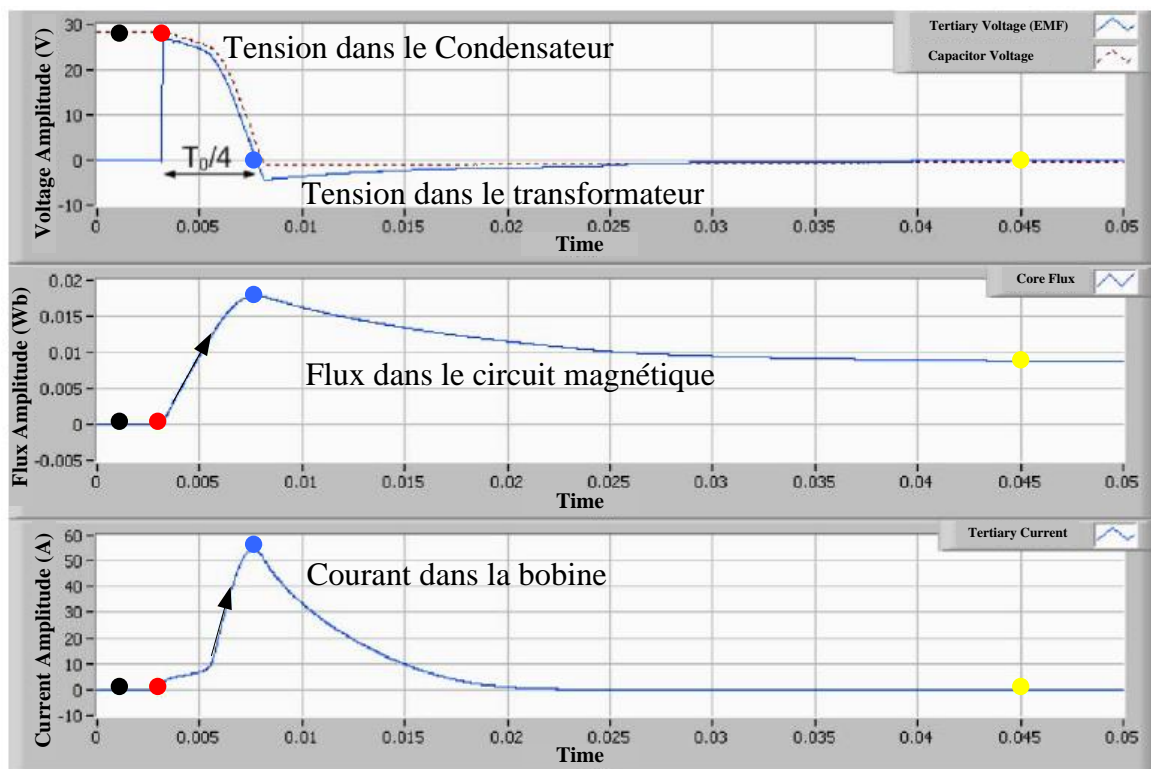


a) Circuit utilisé par le « dispositif de prefluxing »





b) Exemple de courbe «  $\Phi(I)$  » décrite dans le circuit magnétique pendant la mise en œuvre du prefluxing



c) Exemple des signaux de tension, flux et courant mesurés pendant la mise en œuvre du « dispositif de prefluxing »

Figure I-26 Principe de la stratégie de « prefluxing »

A partir des Figures I-26 b et c, ci-dessus, nous pouvons comprendre comment est réalisée la magnétisation du transformateur.

Partant du principe que le condensateur est complètement chargé et que le circuit magnétique est désaimanté (point « 0 », noir), au moment où le « dispositif de prefluxing » est connecté au transformateur, la tension aux bornes du transformateur devient quasiment la

tension présente aux bornes du condensateur à la chute de tension près due à la diode et aux résistances des câbles de connexion, (point « 1 », rouge).

Dès que le condensateur commence se décharger dans le transformateur, le flux dans le circuit magnétique et le courant dans la bobine du transformateur commencent à augmenter. Le flux et courant arrivent à leurs valeurs maximales lorsque la tension dans le transformateur passe par zéro (point « 2 »), la vitesse de décharge de la tension aux bornes du transformateur est définie par la fréquence propre de résonance entre les paramètres «  $C_{pf}$  » (capacité chargée) et «  $L_m$  » (transformateur).

Lorsque la tension dans le transformateur devient négative, la diode se met en mode passant et court-circuite le condensateur du circuit. A ce moment l'inductance du transformateur, «  $L_m$  », qui a été chargée par le condensateur, se décharge naturellement à une vitesse qui est proportionnelle à la résistance d'enroulement et à l'inductance du transformateur. Lorsque le courant repasse par zéro, un flux rémanent est présent dans le circuit magnétique (point « 3 ») : le procédé d'aimantation du transformateur est alors terminé.

Cette stratégie fait l'hypothèse qu'après l'opération de « prefluxing », le flux rémanent présent dans le transformateur est un extremum. Il doit correspondre à la valeur maximale ou minimale de flux rémanent que le transformateur peut atteindre, indépendamment du design du transformateur.

De plus, cette stratégie fait l'hypothèse que ces valeurs valent respectivement +0,87 p.u. du flux nominal pour une polarité positive de flux et -0,87 p.u. du flux nominal pour une polarité négative du flux [TAY-12.1]. En conséquence, les instants optimaux de fermeture calculés sont toujours les mêmes et valent respectivement 210° et 330° suivant la polarité du flux. Comme nous l'avons évoqué précédemment, §I.3.3, ces valeurs de «  $\pm \Phi_{r_{max}}$  » dépendent du design de chaque transformateur. Alors nous pouvons affirmer qu'après l'opération du « dispositif de prefluxing » le flux rémanent présent dans le circuit magnétique sera probablement différent de la valeur théorique de  $\pm 0,87$  p.u. du flux nominal.

Cet écart aura une influence directe sur la valeur du courant d'appel lors de la réalimentation du transformateur. Un autre point critiquable de cette méthode concerne le dimensionnement du « dispositif de prefluxing », parce que le calcul de la capacité du condensateur dépend directement de la valeur de l'induction du transformateur. Comme l'inductance présente un comportement non linéaire, le dimensionnement du condensateur peut présenter des erreurs importantes car il est dimensionné sur la zone linéaire du transformateur.

En conclusion, nous pouvons dire que le grand avantage de la stratégie de « prefluxing » est sa capacité de minimiser le courant d'appel et sa facilité de mise en œuvre une fois que le « dispositif de prefluxing » a été conçu. Le grand désavantage de cette stratégie est justement le fait qu'elle enclenche le transformateur au réseau avec des instants de fermeture spécifiques imposés, qui ont été obtenus sans prendre en compte la valeur exacte du flux rémanent présent dans le transformateur. Pour cette raison, cette stratégie ne peut pas permettre l'élimination complète du courant d'appel.

#### **I.4.6. Stratégie de mesure directe du flux par mesure de l'induction magnétique**

Dans cette approche, on cherche à estimer le flux rémanent par une mesure directe de l'induction. La stratégie envisagée consiste toujours à éliminer le courant d'appel lors de la réalimentation brusque d'un transformateur. Pour ce faire, nous proposons une procédure

hiérarchisée qui se divise en deux étapes, lesquelles sont représentées par les blocs « estimateur de flux rémanent » et « fermeture de pôles du disjoncteur » dans la Figure I-27 ci-dessous.

La première étape est réalisée par le bloc « estimateur du flux rémanent » et consiste à :

- estimer la valeur de flux rémanent, pendant la mise hors tension du transformateur, à partir de la mesure de l'induction magnétique
- calculer l'instant optimal de fermeture de chaque pôle du disjoncteur

Nous devons souligner que la mesure de l'induction magnétique est réalisée par des capteurs d'induction magnétique positionnés au voisinage du transformateur et que le calcul de l'instant optimal de fermeture est fait à partir de l'équation (I.10), paragraphe §I.3.4.

La deuxième étape est réalisée par le bloc « fermeture de pôles du disjoncteur » et consiste à enclencher le transformateur sur le réseau en utilisant la fermeture contrôlée du pôle du disjoncteur [CAV-11.1].

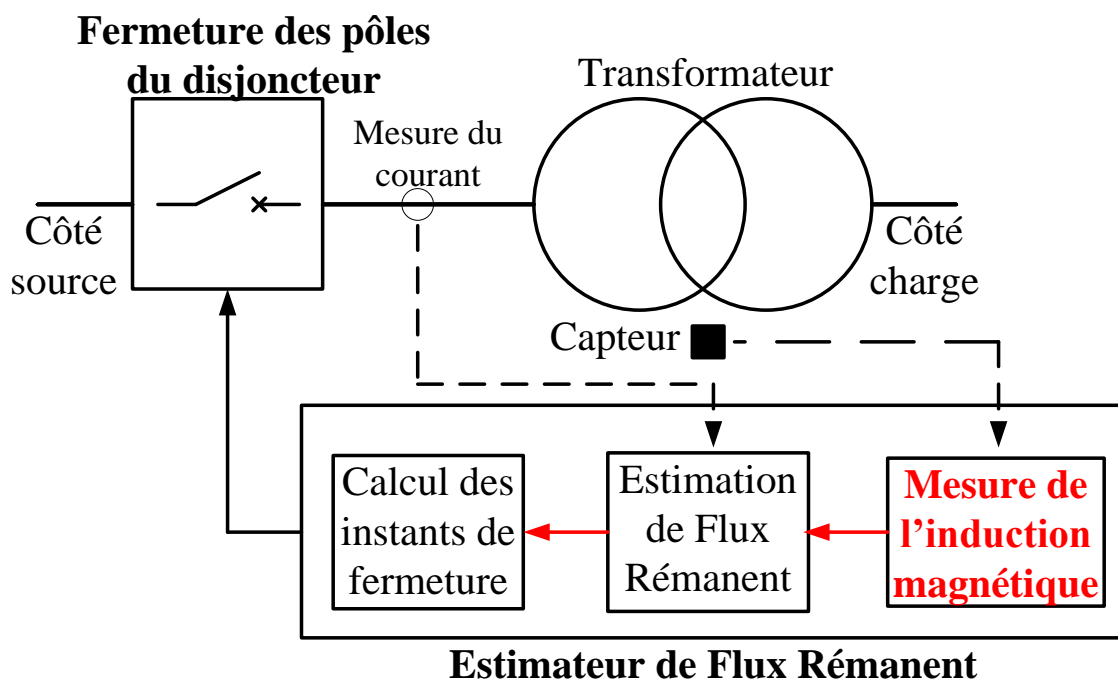


Figure I-27 Exemple schématique de la stratégie de mesure du flux par « mesure de l'induction magnétique »

Ce type de fermeture a été expliqué dans le paragraphe §I.4.1 et ce principe d'estimation de flux rémanent est expliqué en détail dans le paragraphe suivant. Cette méthodologie d'estimation du flux rémanent a fait l'objet d'une première thèse, et elle n'a été testée pour l'instant que sur des petits transformateurs monophasés sans cuve.

#### I.4.6.1. Estimateur de Flux Rémanent

La méthode d'estimation de flux rémanent qui est présentée ci-dessous a été tirée de la thèse [CAV-11.1] et de l'article [CAV-14].

Le principe de cette méthode, consiste à estimer la valeur du flux rémanent pendant la mise hors tension d'un transformateur, à partir de la mesure de l'induction faite par un capteur

d'induction magnétique placé au voisinage du transformateur. La procédure qui permet cette estimation est présentée en détail dans ce paragraphe.

Les Figures I-28 a et b, ci-dessous, montrent de manière schématique les inductions magnétiques mesurées par le capteur lorsque le transformateur est sous tension et hors tension. Cette approche est le point de départ de la méthode d'estimation de flux rémanent.

La Figure I-28 a, montre que quand le transformateur est sous tension, l'induction mesurée par le capteur est la somme des inductions qui proviennent :

1. du champ magnétique externe homogène (champ magnétique terrestre plus champ magnétique dû à l'environnement dans lequel le capteur est placé), en vert.
2. du champ magnétique généré par la bobine qui est alimentée en rouge.
3. du champ magnétique de fuite du circuit magnétique qui dans ce cas (transformateur sous tension) est supposé être une image du flux qui circule dans le circuit magnétique, en noir.

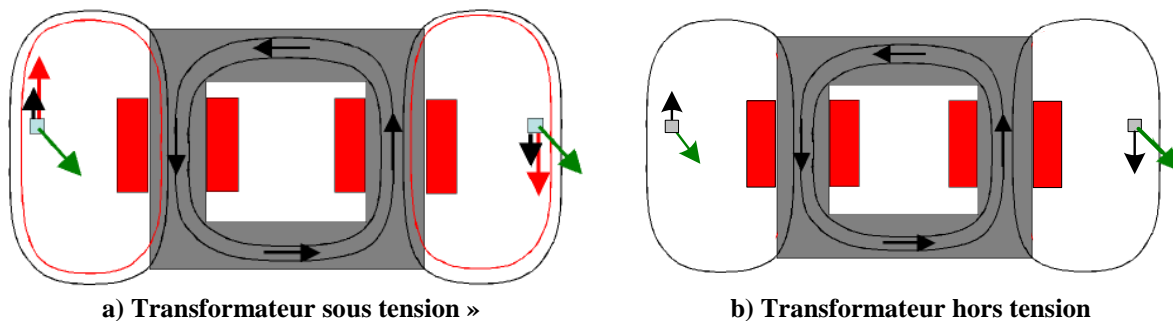


Figure I-28 Approche théorique de l'induction vue par le capteur.

La Figure I-28 b, ci-dessus, montre que quand le transformateur est hors tension (ou que le courant dans les bobines est nul), l'induction magnétique mesurée par le capteur ne provient que du champ magnétique externe homogène (en vert) et du champ magnétique de fuite du circuit magnétique (en noir) qui dans ce cas (transformateur hors tension) est supposé être une image du flux rémanent présent dans le circuit magnétique. Nous devons souligner que l'hypothèse qu'il existe toujours un champ de fuite du circuit magnétique provient du fait qu'il existe des entrefers dans le circuit magnétique à cause de son imperfection et que l'aimantation du circuit magnétique n'est pas homogène dans toute le matériau. Cette hypothèse a été prouvée numériquement et expérimentalement dans la thèse de [CAV-11.1].

Intéressons-nous maintenant à l'allure temporelle des grandeurs mesurées lors de la mise hors tension du transformateur monophasé à vide (figures I-29 a et b, ci-dessous). Elles montrent respectivement le courant qui circule dans la bobine et l'induction magnétique mesurée par un capteur d'induction positionné à quelques centimètres du transformateur en fonction du temps.

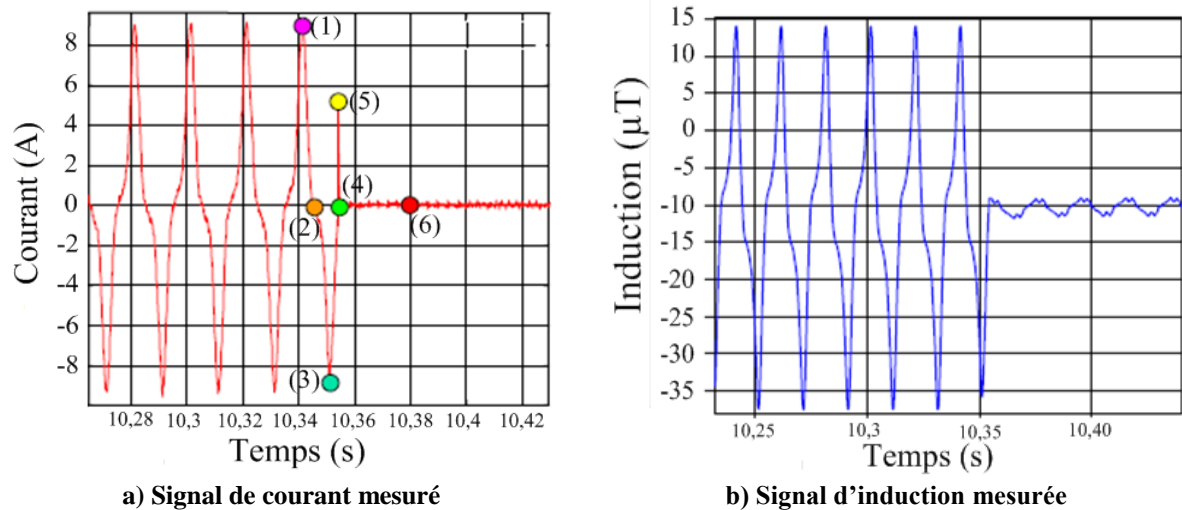
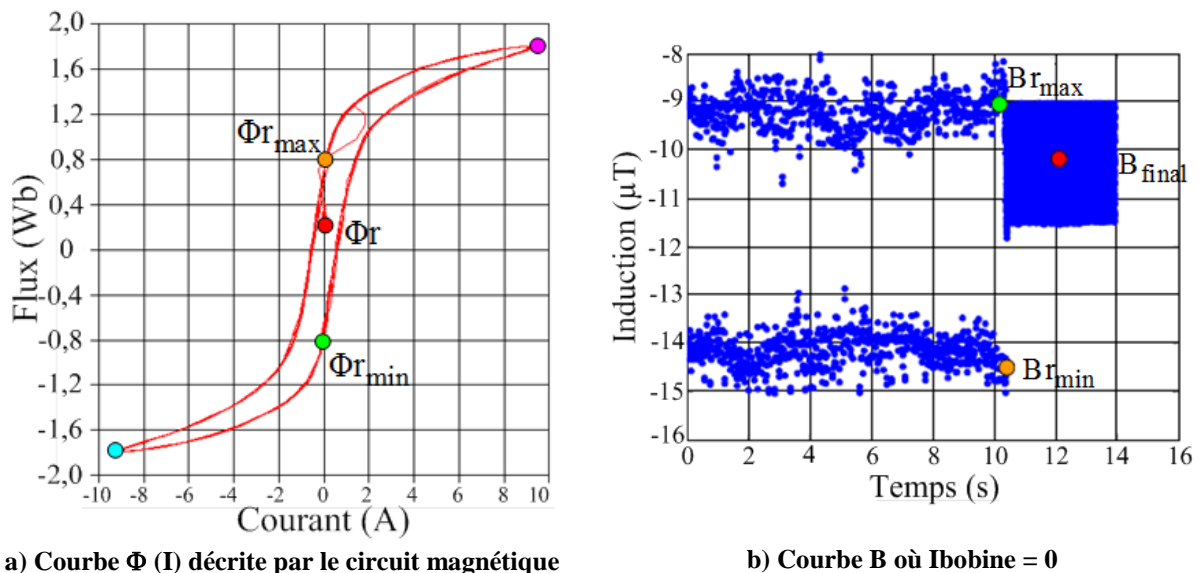


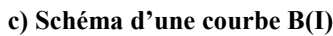
Figure I-29 Signaux de courant et induction mesurés pendant la mise hors tension du transformateur

A partir de la Figure I-29 b, nous pouvons constater visuellement une similitude entre les signaux de courant et induction, ce qui prouve qu'une grande partie du signal d'induction mesurée par le capteur est dû au champ magnétique généré par l'enroulement du transformateur, mais pas uniquement. En effet, pour discriminer les influences du champ magnétique externe et du champ magnétique de fuite du circuit magnétique, nous allons nous servir de la Figure I-30, ci-dessous.

Nous partons du principe que le transformateur étudié est alimenté à vide à sa tension nominale. Les Figures I-30 a, b et c, montrent respectivement, le cycle d'hystérésis décrit par le circuit magnétique (courbe  $\Phi$  vs  $I$ ), l'induction mesurée par le capteur lorsque le courant passe par zéro (courbe  $B$  pour  $I$  nul) et un schéma de la courbe  $B$  vs  $I$ .

Le courant est mesuré sur un shunt et le flux est obtenu par intégration directe de la tension mesurée au secondaire du transformateur.





1. *Chlorophyll a* (Chl *a*)



En synthèse, nous pouvons dire que la principale originalité de cette méthode qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet [CAV-11.2] consiste à estimer la valeur du flux rémanent à partir de la mesure de l'induction magnétique correspondant au flux rémanent.

L'équation qui permet cette estimation est une équation de mise à l'échelle, équation (I.11).

$$\Phi_r = B_r * \left( \frac{\Delta\Phi}{\Delta B} \right) \quad (I.11)$$

Avec :

$$B_r = B_{\text{final}} - B_{\text{moyen}} ; \quad B_{\text{moyen}} = \left( \frac{Br_{\text{max}} + Br_{\text{min}}}{2} \right) \quad (I.11)$$

$$\Delta\Phi = \Phi_{r_{\text{max}}} - \Phi_{r_{\text{min}}} ; \quad \Delta B = Br_{\text{max}} - Br_{\text{min}}$$

Où :

- $\Phi_r$  est la valeur de flux rémanent calculé par la méthode.
- $B_{\text{final}}$  est la valeur moyenne du signal d'induction mesuré par le capteur quand le transformateur est hors tension.
- $B_{\text{moyen}}$  est la valeur d'induction qui correspond au champ magnétique externe
- $\Phi_{r_{\text{max}}}$  est la valeur maximum de flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre
- $\Phi_{r_{\text{min}}}$  est la valeur minimum de flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre
- $Br_{\text{max}}$  est la valeur d'induction mesurée par le capteur qui correspond à la valeur maximale de flux rémanent
- $Br_{\text{min}}$  est la valeur d'induction mesurée par le capteur qui correspond à la valeur minimale de flux rémanent

En analysant l'équation (I.11), nous arrivons à la conclusion que le ratio entre l'écart de flux ( $\Delta\Phi$ ) et l'écart d'induction ( $\Delta B$ ) est la fonction de transfert qui fait le lien entre l'induction mesurée par le capteur et la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique.

Une fois que l'induction due au flux rémanent ( $Br$ ) est déterminée, nous pouvons estimer à la fois le signe et la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique.

En conclusion de cette partie, nous pouvons dire que le grand avantage de cette méthode d'estimation de flux rémanent est qu'elle est plus directe que les autres, parce que nous pouvons suivre en permanence par une mesure directe l'évolution de l'induction due au flux rémanent, donc l'évolution temporelle du propre flux rémanent une fois que le transformateur est hors tension, ce qui n'est pas du tout possible pour la méthode de calcul de flux par intégration de la tension. De plus, cette méthode permet d'estimer la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique juste avant l'enclenchement du transformateur,

ce qui rend possible un calcul d'instant de fermeture plus précis, et en conséquence une meilleure élimination du courant d'appel.

Le grand désavantage de cette méthode est que si la valeur de l'induction due au champ magnétique externe change pendant ou après la mise hors tension du transformateur la méthode d'estimation du flux rémanent sera fausse.

Un autre point faible de cette méthode est que la mesure de courant doit être très précise en particulier pour des faibles niveaux de courant. En effet, nous nous intéressons à des instants de passage du courant par zéro, donc des incertitudes sur ces instants engendrent des erreurs sur la fonction de transfert qui relie le flux à l'induction. De plus, cette méthode originale n'a pas encore été testée pour des transformateurs triphasés.

### ***1.5. Conclusion: bilan des stratégies présentées et proposition d'axes d'amélioration***

La mise sous tension d'un transformateur à vide peut parfois générer des forts courants d'appels et qui peuvent durer plusieurs secondes avant de s'éteindre. Ces courants engendrent des conséquences qui sont critiques pour le transformateur et le réseau. On peut lister les contraintes suivantes pour le transformateur enclenché brusquement :

- surtensions transitoires et harmoniques,
- efforts électrodynamiques sur les bobines
- vibration/desserrage éventuel du circuit magnétique)

A long terme, ces conséquences peuvent réduire la durée de vie du transformateur (et des composants du réseau) et pour les cas plus graves, elles peuvent conduire à la destruction de matériel.

Ces effets sont directement liés à deux caractéristiques remarquables du courant d'appel : son amplitude et sa durée, qui dépendent directement de la valeur du flux rémanent présent dans le circuit magnétique juste avant la réalimentation du transformateur et de l'instant de fermeture des pôles du disjoncteur qui connecte le transformateur au réseau.

Sachant que la maîtrise de la valeur du flux rémanent permet de calculer les instants de fermetures optimaux des pôles du disjoncteur, nous avons trouvé plusieurs méthodes d'estimation de flux rémanent dans la littérature.

La plus usuelle est la méthode qui se base sur l'« intégration de la tension ». Cette méthode se sert de la mesure de la tension pour remonter à la valeur de flux rémanent par intégration numérique. Cette méthode peut présenter des dérives et des incertitudes pour l'estimation du flux rémanent surtout si l'intégration n'est pas bien réalisée ou si le signal de la tension mesurée présente des offsets, ou si le capteur qui réalise la mesure ne présente pas une bonne relation signal sur bruit, une large bande passante et un temps de réponse assez rapide. De plus, cette méthode fait l'hypothèse que le flux rémanent, une fois estimé juste après la mise hors tension du transformateur, ne change pas de valeur jusqu'à sa prochaine mise sous tension. Cette hypothèse n'a pas encore été démontrée. En dehors du développement d'un nouveau capteur de tension plus précis à large bande qui satisfasse ces conditions, cette méthode d'estimation de flux rémanent est déjà très mature et ne présente pas des grands axes d'amélioration.



Pour résoudre les problèmes évoqués, d'autres méthodes d'estimation du flux rémanent, moins connues du grand public, ont été développées telles que :

- la méthode prefluxing
- la méthode de mesure de l'induction.

La première méthode dite de « prefluxing », se sert du principe de magnétisation du circuit magnétique du transformateur avec un « dispositif de prefluxing » pour lui imposer un état magnétique maîtrisé. Ensuite, il est alors possible de l'enclencher avec un instant de fermeture prédéterminé. Le principal problème de cette méthode est que l'instant de fermeture est calculé en considérant qu'après l'opération de magnétisation, le flux rémanent présent dans le circuit magnétique est le maximum ou le minimum de la valeur de flux rémanent que le transformateur peut atteindre et qu'il vaut  $\pm 0,87$  p.u. du flux nominal, indépendamment du design du transformateur. Cette hypothèse n'est pas correcte, parce que nous savons très bien que les valeurs extrêmes des flux rémanents sont caractéristiques de chaque topologie de transformateur. De plus, le « dispositif de prefluxing » est dimensionné à partir de la valeur de l'inductance magnétisante linéaire du transformateur, ce qui n'est pas optimal en particulier lorsque le transformateur travaille dans la zone non linéaire de son circuit magnétique. Parmi toutes ces raisons, nous pouvons dire que cette stratégie, aujourd'hui, ne permet pas l'élimination du courant d'appel.

Par contre, cette méthode de magnétisation présente un axe d'amélioration très intéressant. En utilisant une nouvelle stratégie de magnétisation, un nouveau dispositif de prefluxing (source de tension ou courant mieux dimensionné et plus précis) afin que la valeur de flux rémanent soit « réellement » mieux estimée pendant l'étape de magnétisation du circuit magnétique du transformateur, cette méthode devrait avoir toutes les conditions pour éliminer définitivement le courant d'appel. Elle peut toutefois être compliquée à mettre en œuvre car il est alors nécessaire de disposer d'une source. Par contre, sauf changement de l'état magnétique du transformateur après la phase de prefluxing, nous sommes certains que la valeur du flux rémanent imposé dans le circuit magnétique demeure identique avant l'enclenchement du transformateur.

La deuxième méthode, appelée méthode de mesure du flux par mesure de l'induction, utilise la mesure de l'induction magnétique, via un capteur d'induction magnétique situé au voisinage du transformateur, pendant sa mise hors tension. Cette méthode est nouvelle et originale. Le grand problème de cette méthode est qu'une bonne estimation de flux rémanent dépend beaucoup d'une bonne estimation de l'induction due au champ magnétique externe (champ magnétique terrestre plus champ magnétique de l'environnement magnétique qui entoure le capteur), ce qui n'est pas toujours évident, parce que, nous ne pouvons pas assurer que ce champ reste constant ni pendant, ni après la mise hors tension du transformateur. En plus, cette méthode n'a été testée que pour des transformateurs monophasés sans cuve, autrement dit, elle a été testée dans une condition où le champ magnétique externe n'est composé que par le champ magnétique homogène terrestre, ce qui est très favorable à la méthode. Un autre point faible de cette méthode est que des incertitudes sur la mesure du faible courant, vont se répercuter directement sur la précision de la fonction de transfert de la méthode qui en conséquence peut engendrer des erreurs sur l'estimation du flux rémanent. Pour toutes ces raisons, nous pouvons dire que cette stratégie, aujourd'hui, ne permet que la minimisation du courant d'appel et qu'elle est très en amont par rapport à des stratégies déjà industrialisées. Par contre, elle présente un axe d'amélioration très intéressant, qui est l'étude du comportement de l'environnement magnétique du transformateur, plus précisément le («  $B_{\text{moyen}}$  ») et l'adaptation de la méthode pour des transformateurs triphasés.

Si ces « difficultés » sont surmontées, cette méthode aura toutes les conditions nécessaires pour être la plus performante pour éliminer le courant d'appel à l'enclenchement. De plus, elle sera la seule à pouvoir suivre en directe l'évolution temporelle du flux rémanent une fois que le transformateur sera hors tension.

Au vu de cet état des lieux, en étant optimiste sur l'avenir des méthodes « Prefluxing » et « mesure de l'induction », nous développons dans ce document des axes d'amélioration de ces méthodes, avec l'objectif final de développer une nouvelle stratégie de « Prefluxing », capable d'éliminer le courant d'appel, et de développer une nouvelle stratégie de « mesure de l'induction », adaptée pour des transformateurs triphasés et robuste à des « possibles » variations du champ magnétique externe. Les Chapitres II, III et IV de ce document sont dédiés respectivement aux développements de ces nouvelles méthodes de « Prefluxing » et de « mesure de l'induction ».



# Chapitre II

## Une nouvelle méthode de Prefluxing

*Dans ce chapitre, nous introduisons une nouvelle stratégie de Prefluxing, qui a pour objectif l'élimination complète du courant d'appel. Le principe consiste à magnétiser le transformateur avec le maximum ou le minimum valeur de flux rémanent que le circuit magnétique peut acquérir et, à partir de cette valeur de flux rémanent, de calculer l'instant optimal de fermeture des pôles du disjoncteur qui permet d'enclencher le transformateur en éliminant les courants d'appel.*



## Table des matières

Chapitre II : Une nouvelle méthode de Prefluxing.....	67
II.1. Principe de la nouvelle stratégie de Prefluxing.....	68
II.1.1. Détermination de la valeur du courant quasi-statique à injecter .....	68
II.1.1.1. Transformateur Monophasé.....	68
II.1.1.2. Transformateur Triphasé .....	71
II.1.2. Application d'une valeur de flux rémanent spécifique (maximum du flux rémanent) .....	77
II.1.3. Calcul de l'instant de fermeture optimal .....	80
II.2. Application de la méthode à un transformateur monophasé .....	81
II.2.1. Banc d'essai.....	81
II.2.1.1. Système d'enclenchement contrôlé.....	83
II.2.1.2. Transformateur Monophasé .....	84
II.2.1.3. Dispositif de Prefluxing .....	84
II.2.1.4. Système de mesures électriques.....	86
II.2.2. Résultats obtenus .....	87
II.3. Application de la méthode à un transformateur triphasé .....	93
II.3.1. Présentation du Laboratoire d'Essais Electriques des Renardières (LEER) .....	94
II.3.2. Banc d'essai.....	95
II.3.2.1. Dispositif de Prefluxing .....	96
II.3.2.2. Transformateur triphasé .....	97
II.3.2.3. Systèmes de mesures électriques .....	98
II.3.3. Résultats obtenus .....	99
II.4. Conclusion: avantages et inconvénients de la nouvelle stratégie de Prefluxing .....	103
Annexe A : Simulation de l'enclenchement contrôlé du notre transformateur triphasé suite à une opération du dispositif de Prefluxing .....	107
A.1. Approche analytique de l'équation du flux pour un transformateur triphasé .....	107
A.2. Fermeture Simultanée des pôles du disjoncteur .....	110
A.2.1. Simulation EMTP d'une fermeture simultanée des pôles du disjoncteur.....	118
A.3. Conclusion .....	129



## **Chapitre II : Une nouvelle méthode de Prefluxing**

Dans le premier chapitre, nous avons vu que, lors de la réalimentation brusque d'un transformateur à vide sur le réseau, des courants d'appels peuvent apparaître. Présentant une grande amplitude et une constante d'amortissement élevée, ces courants vont, à long terme, endommager le transformateur et diminuer sa durée de vie.

Lors d'un état de l'art, nous avons aussi vu que parmi les principales stratégies capables de minimiser les courants d'appels, celle dite de Prefluxing présentait des axes d'amélioration en ce qui concerne le dispositif de mise en œuvre, le procédé de magnétisation du circuit magnétique et l'estimation du flux rémanent résultant dans le circuit magnétique suite à cette opération de Prefluxing.

Dans ce chapitre, nous introduisons une nouvelle stratégie de Prefluxing, qui a pour objectif l'élimination complète du courant d'appel. Le principe consiste à magnétiser le transformateur avec le maximum ou le minimum valeur de flux rémanent que le circuit magnétique peut acquérir et, à partir de cette valeur de flux rémanent connue et maîtrisée, de calculer l'instant optimal de fermeture des pôles du disjoncteur qui permet d'enclencher le transformateur en éliminant les courants d'appel. Pour ce faire, la méthode s'appuie sur un nouveau dispositif de Prefluxing, une nouvelle procédure de magnétisation du circuit magnétique et une nouvelle méthode d'estimation du flux présent dans le circuit magnétique suite au Prefluxing.

Afin d'exposer plus clairement le fonctionnement de cette nouvelle stratégie de Prefluxing et son efficacité lorsqu'elle est appliquée à des transformateurs monophasés et triphasés, nous avons divisé la présentation de ce chapitre en deux parties.

La première partie présentera en détails le principe de fonctionnement de la méthode (procédé de magnétisation du circuit magnétique et procédé d'estimation du flux rémanent) ainsi que le nouveau dispositif de Prefluxing utilisé, tant pour des transformateurs monophasés que triphasés. La deuxième partie présentera des cas d'étude réels, avec application à un transformateur monophasé (1 kVA) puis triphasé (400 kVA), ce qui nous permettra de conclure sur les points forts et les points faibles de cette méthode.

Nous devons souligner que pour les essais en triphasé, nous nous sommes arrêtés à la magnétisation du circuit magnétique. Autrement dit, nous n'avons pas pu valider complètement la stratégie de Prefluxing par un enclenchement contrôlé du transformateur sur le réseau. Cependant, l'annexe A, présente une simulation analytique réalisé sous EMTP des enclenchements de ce transformateur (400kVA) suite à une opération du dispositif de Prefluxing. L'objectif de cette simulation est de montrer l'efficacité de notre méthode.



## II.1. Principe de la nouvelle stratégie de Prefluxing

Le principe de la nouvelle stratégie de Prefluxing consiste à appliquer au circuit magnétique du transformateur une valeur de flux rémanent bien connue et contrôlée avant l'enclenchement du transformateur. Ce flux rémanent est appliqué par le dispositif de Prefluxing et la valeur cible correspond à la valeur la plus proche possible du maximum ou du minimum de flux rémanent que le circuit magnétique du transformateur peut avoir. A partir de cette valeur de flux rémanent a priori connue, l'instant de fermeture optimal des pôles du disjoncteur est calculé. Ainsi, en connaissant l'instant optimal de fermeture des pôles du disjoncteur, le transformateur peut être enclenché avec l'élimination complète des courants d'appel.

Pour ce faire, trois étapes doivent être systématiquement respectées afin d'assurer le succès de l'enclenchement du transformateur. Ces étapes, que nous allons détailler par la suite, sont les suivantes :

- Détermination de la valeur du courant quasi-statique à injecter
- Application d'une valeur de flux rémanent spécifique (maximum ou minimum de la valeur de flux rémanent)
- Calcul de l'instant de fermeture optimal

Nous devons souligner que le principe de la méthode est exactement le même, que le transformateur soit monophasé ou triphasé. Quelques adaptations sont toutefois nécessaires en fonction du type de transformateur étudié. Ces adaptations seront présentées au §II.1.

Un autre point important est que pour les deux cas (transformateur monophasé ou triphasé) le dispositif de Prefluxing consiste en une simple source de courant (ou de tension). Le dispositif de Prefluxing comme son dimensionnement seront expliqués au §II.2 et §II.3.

### II.1.1. Détermination de la valeur du courant quasi-statique à injecter

L'objectif de cette étape est de déterminer la valeur maximale de courant quasi statique capable de faire décrire au circuit magnétique le cycle d'hystérésis majeur. Conformément à ce que nous avons évoqué précédemment au §I.3.3, les valeurs positive et négative de flux rémanent décrits par le cycle d'hystérésis majeur correspondent aux valeurs maximale et minimale de flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre : c'est justement une de ces valeurs que l'on veut appliquer au circuit magnétique du transformateur.

#### II.1.1.1. Transformateur Monophasé

Pour déterminer l'amplitude de ce courant, un simple test doit être exécuté. Ce test consiste à injecter dans une bobine du transformateur, grâce au dispositif de Prefluxing, un courant de très faible fréquence, une première alternance étant suivie par une alternance de valeur opposée en repassant par zéro. Pendant l'injection du courant, la tension induite dans l'autre bobine du transformateur (bobine qui est à vide) doit être mesurée pour pouvoir remonter à la valeur du flux qui s'établit dans le circuit magnétique pendant l'injection du courant.

Nous devons souligner que le dispositif de Prefluxing, qui se compose d'une simple source de courant très basse fréquence, doit être connecté aux bornes de la bobine du transformateur du côté primaire ou secondaire. Normalement, afin d'optimiser le dimensionnement du dispositif de Prefluxing, l'injection du courant est faite préférentiellement du côté où le courant est le plus petit, ce qui implique que la mesure de la

tension est effectuée du côté où la tension est aussi la plus faible. La Figure II-1 a illustre de façon schématique la connexion entre le dispositif de Prefluxing et le transformateur monophasé.

Dans les Figure II-1 b et c, nous pouvons aussi voir un exemple des signaux de courant injecté dans l'enroulement primaire d'un transformateur monophasé de 1,15kVA et de tension mesurée aux bornes de l'enroulement secondaire du même transformateur pendant l'injection du courant, respectivement.

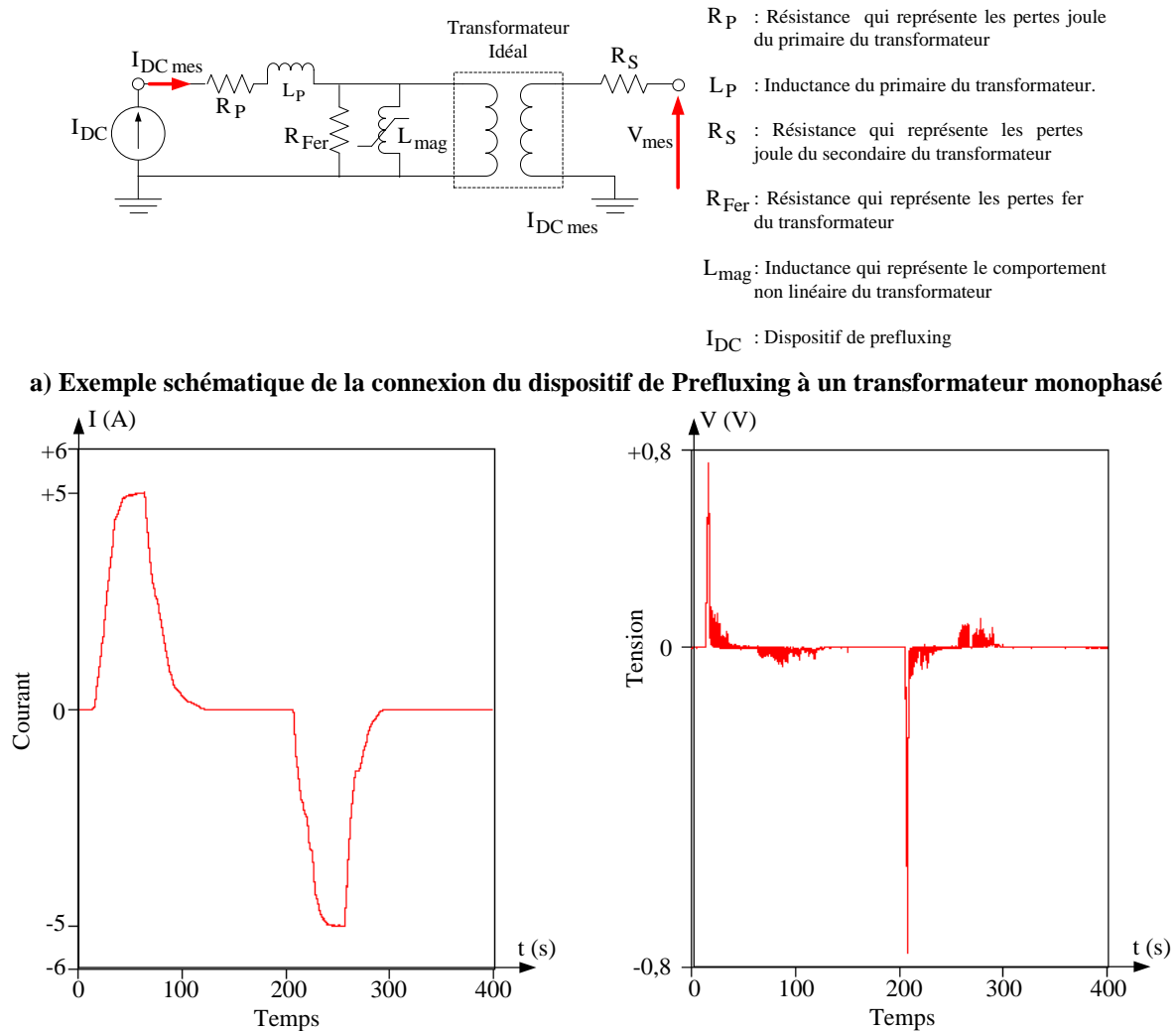
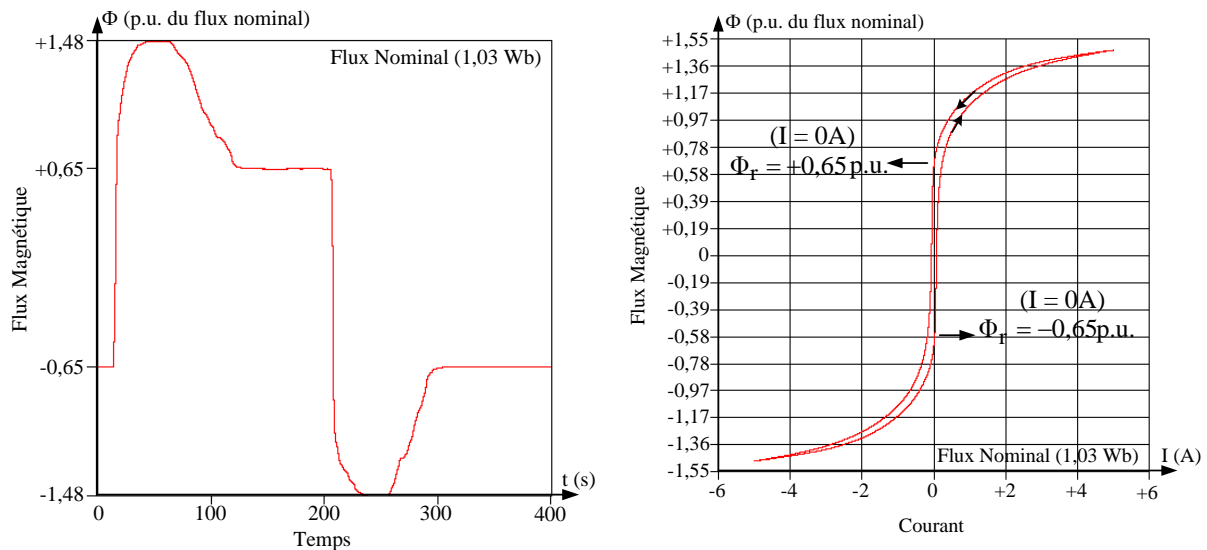


Figure II-1 Exemple schématique de la connexion entre le dispositif de Prefluxing et le transformateur (a) et des formes d'onde de courant (b) et tension (c) obtenues pour un transformateur monophasé de 1,15kVA.

Dans la Figure II-1 b, notons que l'allure du courant n'est pas vraiment importante, mais il faut néanmoins respecter une certaine procédure : la montée et la descente du courant doivent être suffisamment lentes de façon à ne pas générer de surtensions aux bornes du bobinage secondaire du transformateur ; le niveau du courant pendant les paliers de courant maximum, minimum et nul doivent être stables ; les durées de passages de courant par zéro, son maximum et son minimum doivent être suffisamment grands devant la constante de temps du circuit « R L » (constitué par la résistance et l'inductance de l'enroulement qui est en train

d'être alimenté) pour s'assurer que leur établissement est effectif. Pendant les passages du courant par zéro, les flux rémanents maximum et minimum sont estimés.

Dans la Figure II-1 b, le signal de tension mesuré aux bornes du bobinage secondaire du transformateur lorsque le courant de la Figure II-1 a est injecté dans l'enroulement primaire du transformateur, correspond à la dérivée du flux qui circule dans le circuit magnétique pendant l'injection du courant. Ainsi, afin d'avoir le signal de flux, il faut intégrer ce signal de tension. Afin d'avoir une bonne estimation du signal de flux, le secondaire du transformateur doit être ouvert pendant l'injection du courant. Une fois que les signaux de flux et de courant sont obtenus, nous pouvons tracer la courbe «  $\Phi(I)$  », décrite par le circuit magnétique. Un exemple de la forme d'onde du flux et de la courbe «  $\Phi(I)$  » décrite par le circuit magnétique est présenté, respectivement dans la Figure II-2 a et b.



a) Exemple du signal de flux (obtenu par l'intégration de la tension montré dans la Figure II-1 c) qui circule dans le circuit magnétique pendant l'injection d'un courant quasi statique.

b) Exemple de courbe «  $\Phi(I)$  » décrit par le circuit magnétique du transformateur pendant l'injection d'un courant quasi statique.

Figure II-2 Exemple du signal de flux (a) et de la courbe «  $\Phi(I)$  » (b) décrite par le circuit magnétique d'un transformateur monophasé de 1,15kVA lorsque le courant montré dans la Figure II-1 b est injecté dans le bobinage primaire du transformateur.

Ce test doit être répété plusieurs fois pour des valeurs maximales de courant croissantes jusqu'à ce que l'on trouve la magnitude du courant capable d'établir le cycle d'hystérésis majeur dans le circuit magnétique du transformateur. Nous savons que le cycle majeur d'hystérésis est atteint une fois que pour différentes valeurs maximum de courant injecté, les mêmes valeurs maximale et minimale de flux rémanents sont obtenues. Le premier courant capable de faire décrire au circuit magnétique son cycle majeur d'hystérésis est le courant que nous voulons déterminer. Ce courant sera nommé «  $I_{\max}$  » par la suite.

Ainsi, si un courant supérieur ou égal à «  $I_{\max}$  » est injecté de cette façon dans le bobinage primaire du transformateur, nous sommes certains de que le cycle majeur d'hystérésis sera décrit et que les valeurs positive et négative du flux rémanent correspondant sont les valeurs de flux rémanent maximum et minimum que le circuit magnétique peut atteindre.

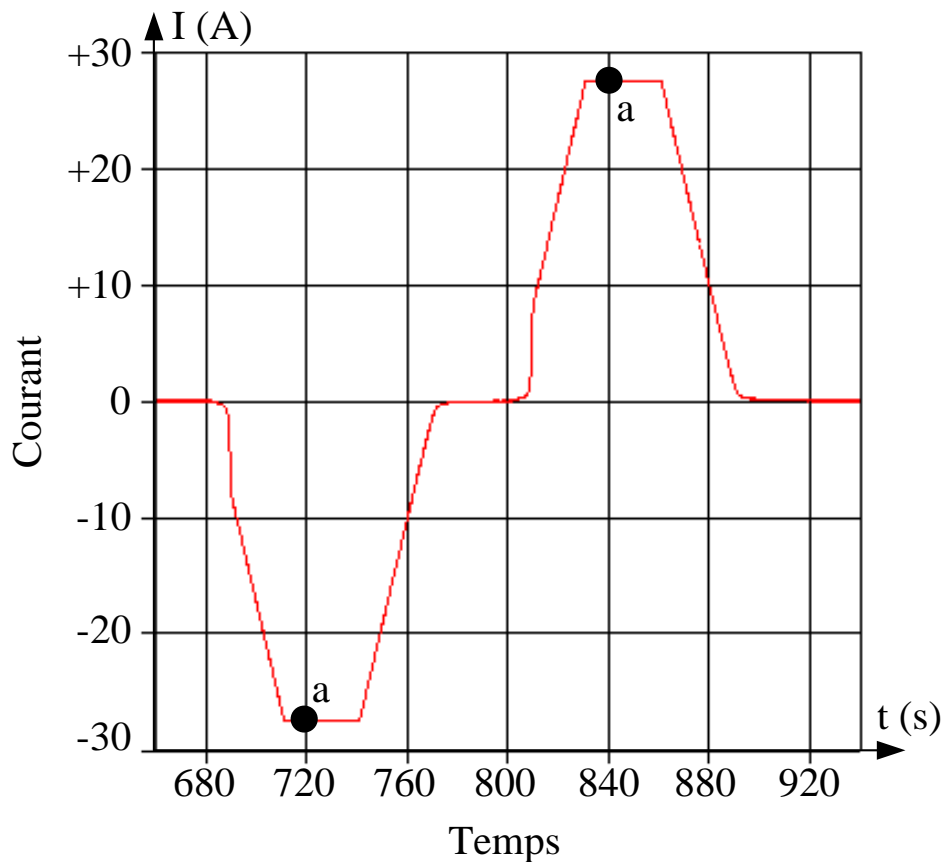
### II.1.1.2. Transformateur Triphasé

Les transformateurs triphasés avec couplage Y- $\Delta$  (étoile - triangle) ou Yn-  $\Delta$  (étoile neutre sorti - triangle) sont les plus utilisés dans le réseau (production, transport et distribution), en conséquence, ils sont aussi les transformateurs les plus enclenchés. Ainsi, la méthode de Prefluxing présentée, a-t-elle été étudiée exclusivement pour ces types des transformateurs.

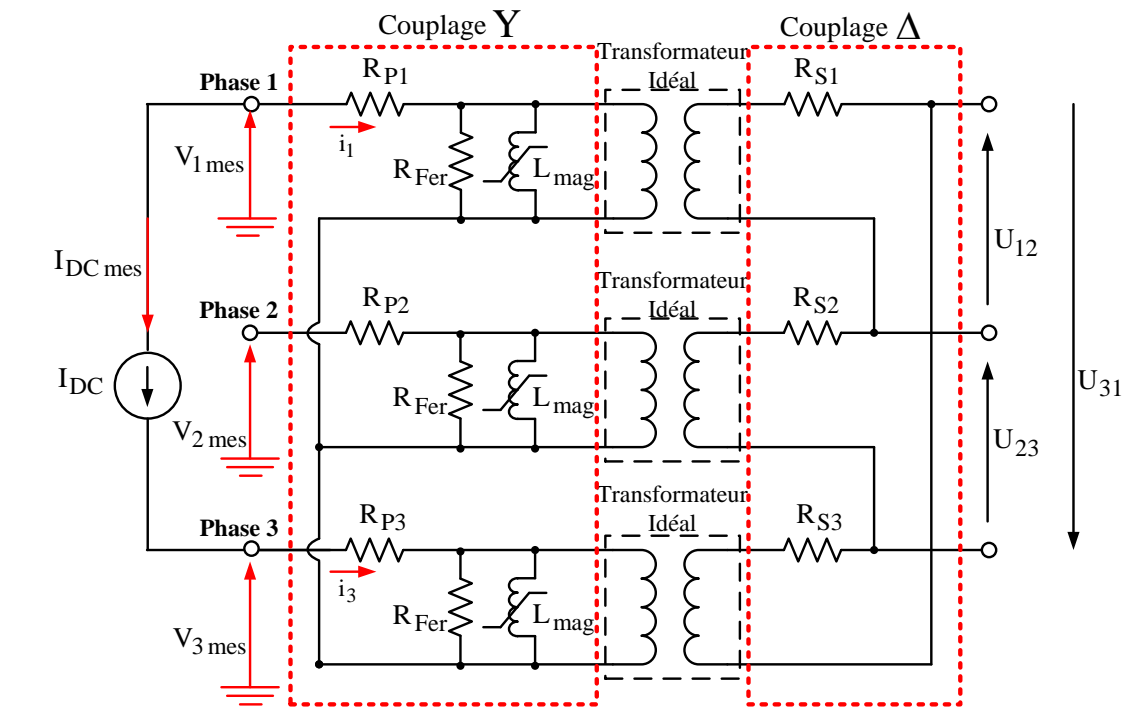
Dans le cas d'un transformateur triphasé, dont le couplage est Y- $\Delta$  ou Yn-  $\Delta$ , la détermination de l'amplitude du courant quasi statique capable de faire décrire à une partie de son circuit magnétique un cycle majeur d'hystérésis, suit le même principe que celui qui vient d'être présenté au §II.1.1.1.

En revanche, dans ce cas, le courant quasi statique est injecté entre deux phases du côté étoile du transformateur, avec le même dispositif de Prefluxing qui utilise toujours une source de courant continu. Ce choix de connecter le dispositif de Prefluxing entre deux phases du transformateur se justifie par le fait que cette configuration d'alimentation permettra un enclenchement optimal avec une « fermeture simultanée des pôles du disjoncteur ». Les explications seront données dans les paragraphes suivants.

Les Figures II-3 a et b montrent respectivement un exemple de courant quasi statique qui a été injecté entre deux phases (phases 1 et 3) d'un transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400kVA, et le schéma du circuit mis en place pour connecter le dispositif de Prefluxing à ce transformateur triphasé.



a) Signal de courant quasi statique qui a été injecté entre les phases 1 et 3 en série côté étoile dans un transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400kVA lorsqu'il était hors tension côté triangle, courant noté «  $I_{DCmes}$  » dans la Figure II-3 b.



$R_{Fer}$  : Résistance qui représente les pertes fer du transformateur

$R_P$  : Résistance qui représente les pertes joule du secondaire du transformateur

$L_{mag}$  : Inductance qui représente le comportement non linéaire du transformateur

$R_S$  : Résistance qui représente les pertes joule du secondaire du transformateur

$I_{DC}$  : Dispositif de prefluxing

**b) Schéma des mesures qui ont été faites pendant l'injection d'un courant quasi statique (Figure II-3 a) et de la connexion qui a été mise en place pour relier le dispositif de Prefluxing au transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400kVA.**

**Figure II-3 Exemples de la forme d'onde du courant injecté dans un transformateur triphasé et de la connexion qui doit être faite entre le dispositif de Prefluxing et le transformateur.**

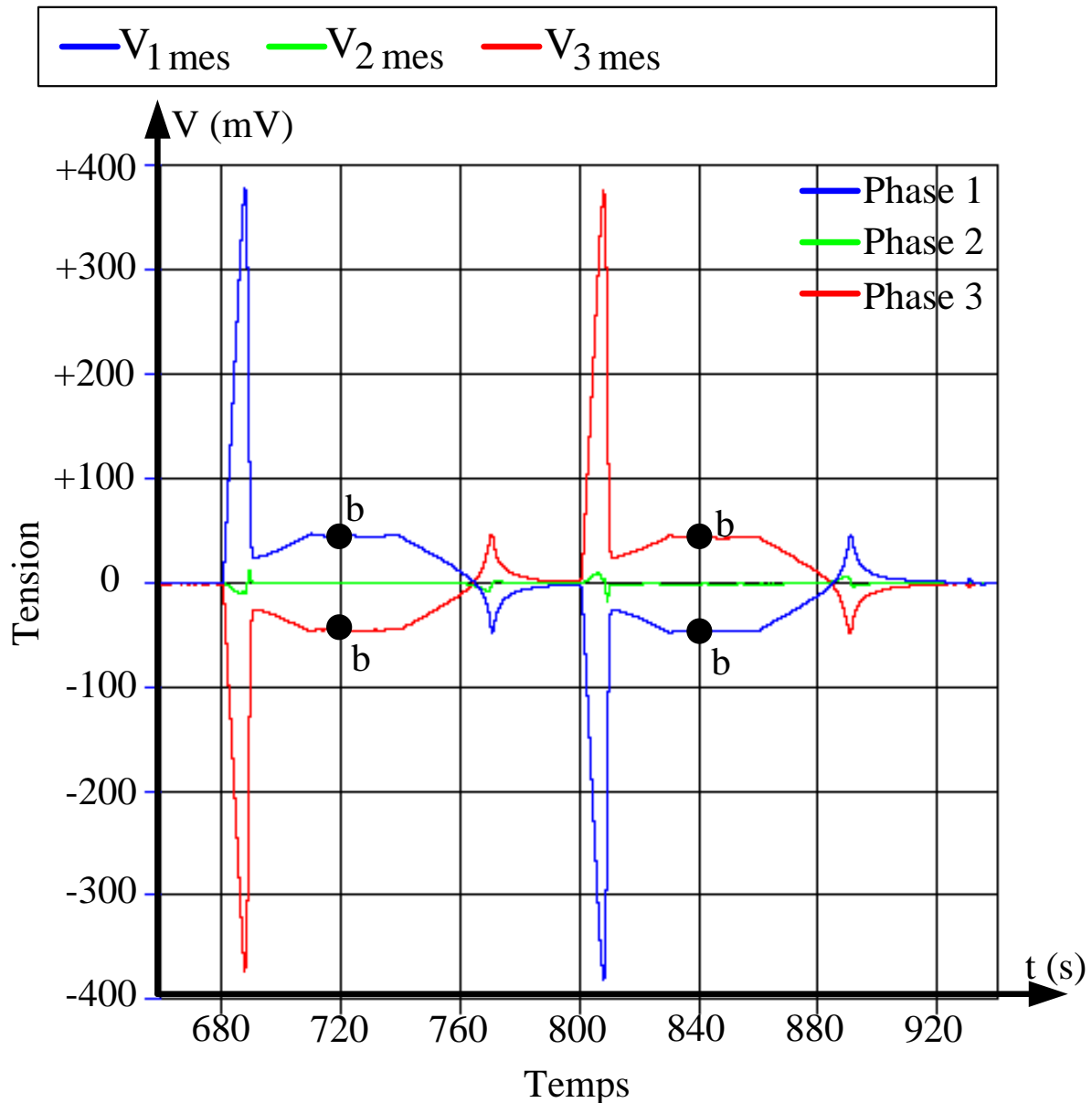
Dans cet essai, nous remarquons que le courant est injecté du côté étoile du transformateur. La raison est que cela nous permet d'en avoir la parfaite maîtrise, sur uniquement deux phases. En effet, une alimentation aux bornes du triangle impose forcément la circulation d'un courant dans les trois phases du transformateur. De plus la valeur des courants injectés n'est pas forcément la même dans les phases en parallèle si les résistances diffèrent.

Le choix de mesurer la tension également côté Y du transformateur n'est pas le plus simple, mais il est vraiment nécessaire si on veut avoir une bonne estimation du flux magnétique. En effet, lorsqu'un transformateur est en régime établi à 50Hz, le côté  $\Delta$  du transformateur fonctionne comme un filtre enlevant des signaux de ligne (tension et courant) les harmoniques 3 présents. Ces signaux qui restent bouclés dans le triangle sont les tensions et courant homopolaires.

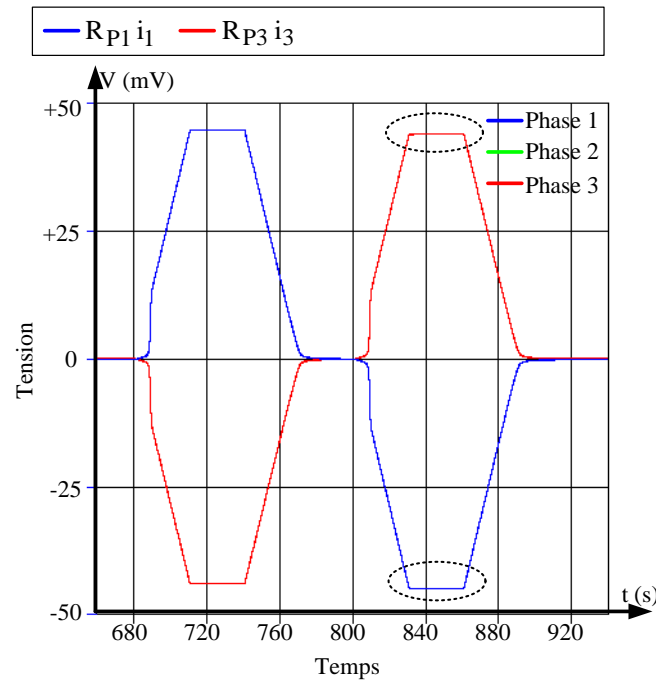
Dans le cas de la méthode de Prefluxing, lorsque le dispositif de Prefluxing injecte entre deux bobines du côté Y du transformateur un courant quasi statique, nous pensons minimiser les courants homopolaires du fait de l'extrêmement faible fréquence des signaux. Cependant, si un courant venait à circuler dans les trois bobines du côté  $\Delta$  du transformateur

(dans ce texte ce courant sera nommé courant triangle), nous n'avons aucun moyen de le mesurer dans le triangle. De ce fait, nous ne pouvons pas enlever la chute de tension due à ce courant à la tension mesurée aux bornes de la phase pour estimer le flux, comme nous l'avons fait pour le côté étoile. De plus, pour des raisons de sécurité, nous avons préféré faire les mesures de tension uniquement du côté basse tension (plutôt que du côté HTB). Pour ces raisons, nous avons décidé de développer la nouvelle méthode de prefluxing sur la mesure des tensions du côté Y du transformateur.

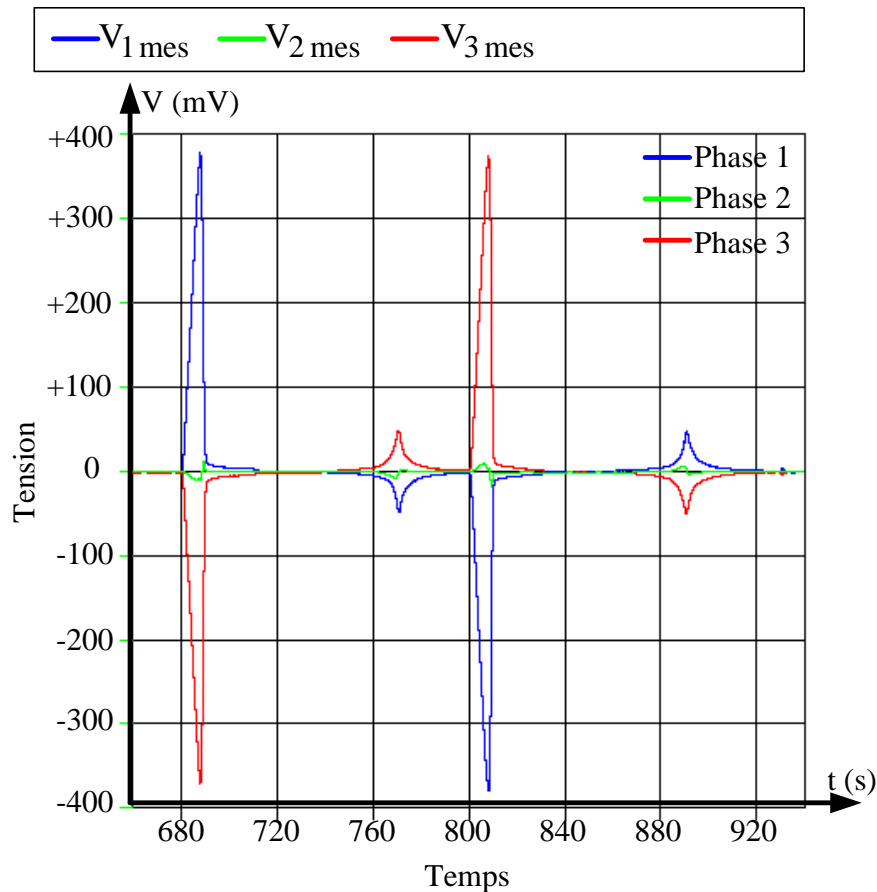
Dans la Figure II-4 a, nous pouvons voir un exemple des tensions qui ont été mesurées aux bornes du transformateur triphasé  $\Delta$ -Y, de 400kVA, du côté Y, lorsque le courant quasi statique de la Figure II-3 a, a été injecté dans le transformateur.



a) Signaux des tensions brutes mesurés aux bornes des trois phases du côté Y du transformateur pendant l'injection d'un courant quasi statique (voir la Figure II-3 a).



b) Signaux des tensions, obtenus en multipliant le signal de courant de phase quasi statique injecté (voir Figure II-3 a) par la résistance d'enroulement de la phase concernée.



c) Signaux des tensions corrigés et qui représentent la dérivée du flux qui circule dans le circuit magnétique pendant l'injection d'un courant alternatif très basse fréquence proche d'un trapèze, (Figure II-3 a).

Figure II-4 Exemple du traitement qui est réalisé sur les signaux des tensions mesurées lors de l'injection d'un courant quasi statique dans un transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400kVA.

A partir des Figures II-3 a et II-4 a, nous pouvons voir que les tensions mesurées aux bornes des phases 1 et 3, phases qui étaient alimentées pendant l'injection du courant quasi statique, sont affectées par les résistances d'enroulement des bobines 1 et 3 (notées «  $R_{P1}$  » et «  $R_{P3}$  » sur la Figure II-3 b). En particulier, on vérifie bien que pendant le palier où le courant est maximum et constant (point « a », Figure II-3 a), donc à flux constant, la tension est non nulle (point « b » de la Figure II-4 a), ce qui montre que la tension mesurée à ce moment n'est due qu'à la résistance d'enroulement. La tension mesurée aux bornes de la phase 2 est la seule qui est bien nulle, ce qui montre qu'il n'y a pas de flux variable dans la jambe du circuit magnétique correspondant à la phase 2, ni aucun courant. Nous verrons que l'alimentation choisie conduit en fait à un flux constant nul dans cet enroulement.

Les équations qui décrivent le comportement des tensions mesurées aux bornes des phases 1 et 3 sont montrées ci-dessous, équation (II.1).

$$\begin{aligned} V_{1mes} &= R_{P1}i_1 + N \frac{d\Phi_1}{dt} \\ V_{3mes} &= R_{P3}i_3 + N \frac{d\Phi_3}{dt} \end{aligned} \quad (II.1)$$

Avec :

$$i_1 = -I_{DCmes} \quad ; \quad i_3 = I_{DCmes}$$

Où :

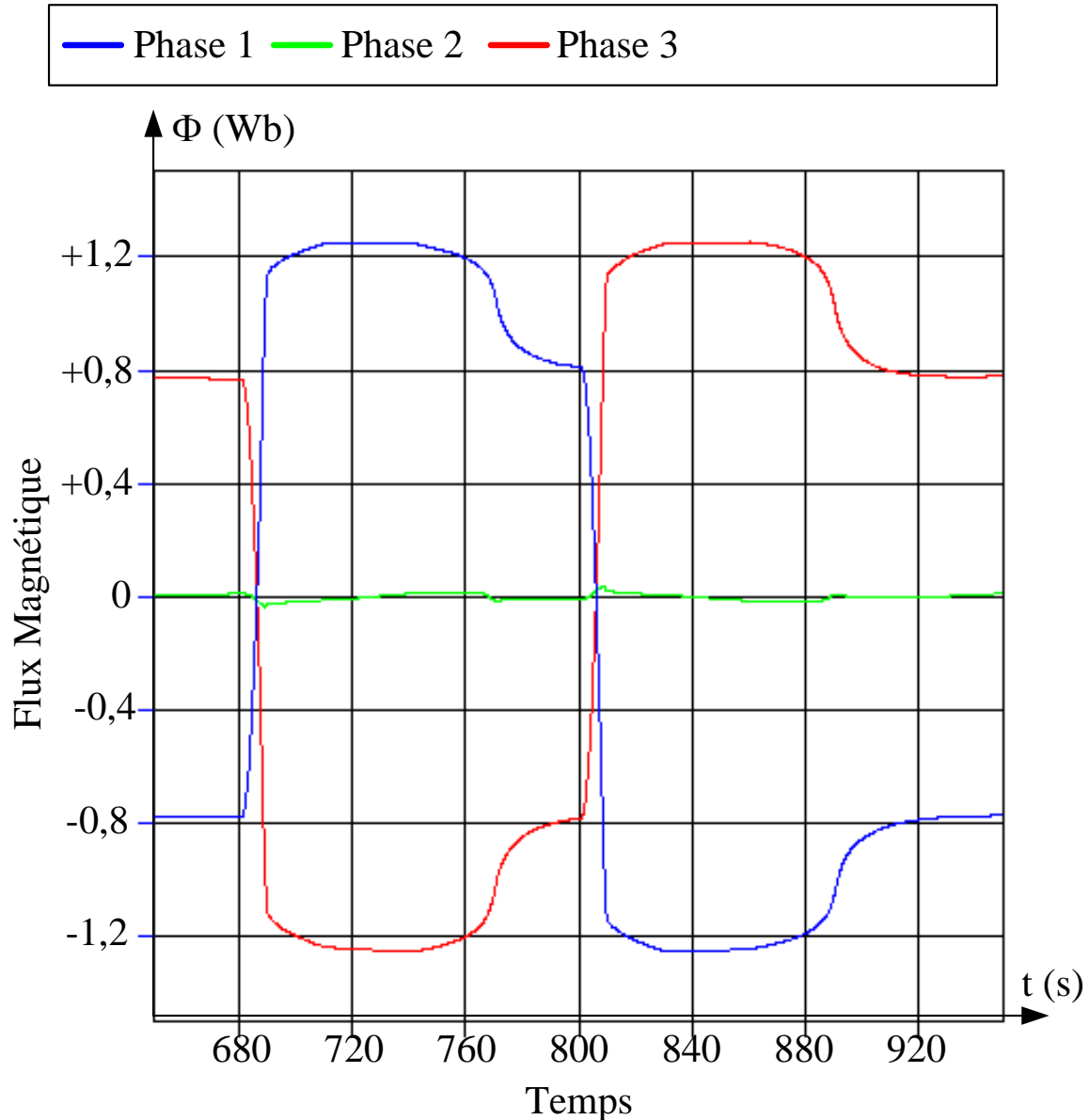
- $V_{1mes}$  et  $V_{3mes}$  sont les tensions mesurées aux bornes des phases 1 et 3
- $R_{P1}$  et  $R_{P3}$  sont les résistances d'enroulement de chacune des phases
- $i_1$  et  $i_3$  est le courant de phase
- $N$  est le nombre des spires de chacun des enroulements
- $\Phi_1$  et  $\Phi_3$  sont les flux magnétiques générés aux bornes des phases 1 et 3.

Afin d'estimer le flux, les signaux de tension mesurées aux bornes des phases 1 et 3, correspondant aux phases alimentées, doivent être traités. Ce traitement consiste à enlever au signal de tension brut mesuré (Figure II-4 a) la chute de tension dans la résistance d'enroulement associée, soit respectivement pour chaque phase les termes «  $R_{P1}i_1$  » et «  $R_{P3}i_3$  » montrés dans l'équation (II.1). Pour cela, nous avons besoin de connaître les résistances des enroulements des phases qui sont alimentées pendant l'injection du courant quasi statique et la valeur des courants quasi statiques qui ont été injectés.

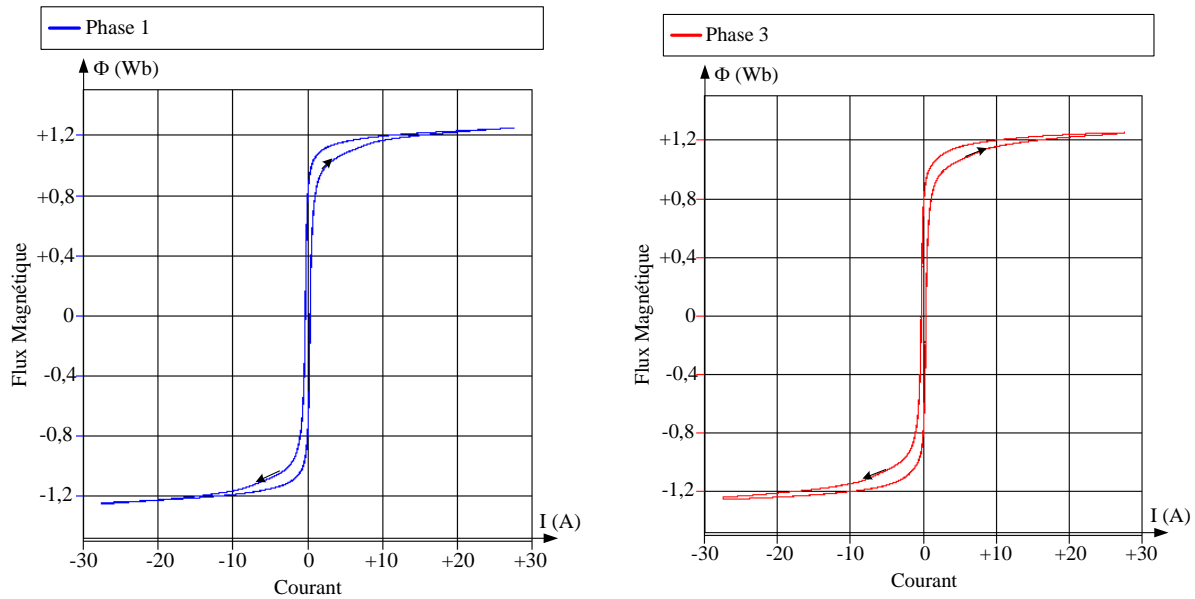
La Figure II-4 b présente la chute de tension due à chacune des résistances d'enroulement des phases 1 et 3 du transformateur triphasé étudié,  $\Delta$ -Y, de 400kVA lorsqu'un courant quasi statique comme celui montré dans la Figure II-3 a est injecté dans le transformateur. Pour cela, les résistances des enroulements du côté Y de ce transformateur ont été mesurées. Elles valent respectivement 1,6, 1,58 et 1,63 m $\Omega$  pour les phases 1, 2 et 3. Le léger écart entre ces résistances explique que les chutes de tension obtenues à la Figure II-4 b ne sont pas strictement égales. Une fois que nous avons obtenu ces chutes de tension nous les soustrayons aux tensions brutes mesurées. La Figure II-4 c montre les signaux des tensions traités.



A partir de ces signaux de tension traités (Figure II-4 c), nous pouvons obtenir le flux qui circule dans le circuit magnétique pendant l'injection du courant en faisant l'intégration de cette tension. Une fois que les signaux de flux et courant sont obtenus, nous pouvons tracer la courbe «  $\Phi(I)$  », décrite par chaque jambe du circuit magnétique sous l'action du courant quasi statique appliqué (avec  $I$  égal à  $i_1$  pour le flux dans la phase 1 et  $I$  égal à  $i_3$  pour le flux dans la phase 3 ; voir Figures I-3 a et b). Un exemple de la forme d'onde du signal de flux et de la courbe «  $\Phi(I)$  » décrite par chaque jambe du circuit magnétique du transformateur triphasé lorsque le courant quasi statique montré dans la Figure II-3 a est injecté dans le transformateur sont respectivement montrés, ci-dessous, Figure II-5 a, b et c.



a) Signaux des flux qui circulent dans le circuit magnétique d'un transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400kVA lors de l'injection d'un courant quasi statique (voir Figure II-3 a).



b) Courbe «  $\Phi$  vs  $I$  » (avec  $I$  égal à  $i_1$ ) décrite par la jambe du circuit magnétique qui correspond à la phase 1.

c) Courbe «  $\Phi$  vs  $I$  » (avec  $I$  égal à  $i_3$ ) décrite par la jambe du circuit magnétique qui correspond à la phase 3.

Figure II-5 Exemple des signaux des flux et des courbes «  $\Phi$  vs  $I$  » décrites par le circuit magnétique d'un transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400kVA lorsque le courant montré dans la Figure II-3 a est injecté dans le transformateur.

A partir des Figure II-5 a, b et c, nous pouvons constater qu'il n'y a pas de flux circulant dans la jambe du circuit magnétique qui correspond à la phase 2 pendant l'injection du courant quasi statique. En revanche, dans les jambes du circuit magnétique qui correspondent aux phases 1 et 3, les flux sont identiques et opposés.

Cette opération est répétée plusieurs fois pour des valeurs maximales croissantes de courant quasi statique, jusqu'à ce qu'on trouve l'amplitude du courant capable de faire décrire un cycle majeur d'hystérésis dans les deux jambes du circuit magnétique du transformateur. Nous savons que le cycle majeur d'hystérésis est atteint une fois que pour différentes valeurs maximum de courant injecté, les mêmes valeurs maximale et minimale de flux rémanents sont obtenues.

Ici aussi, la première amplitude de courant maximale capable de faire décrire au circuit magnétique son cycle majeur est le courant que nous voulons déterminer, nommé «  $I_{\max}$  ».

Ainsi, si un courant supérieur ou égal à «  $I_{\max}$  » est injecté et maintenu suffisamment longtemps dans un des bobinages côté étoile du transformateur, nous sommes certains d'imposer un flux rémanent positif ou négatif maximale dans la jambe associée à l'enroulement d'injection.

### II.1.2. Application d'une valeur de flux rémanent spécifique (maximum du flux rémanent)

L'objectif de cette étape est d'appliquer à tout ou partie du circuit magnétique du transformateur le maximum ou minimum de flux rémanent. Dans ce texte, cette étape sera nommée « étape de magnétisation » du circuit magnétique du transformateur. Le dispositif de Prefluxing, comme nous l'avons déjà dit précédemment, consiste en une simple source de courant (ou de tension). Le choix et le dimensionnement de cette source seront mieux expliqués aux §II.2 et §II.3.

Que le transformateur soit monophasé ou triphasé, cette étape se déroule de la même façon. Elle consiste à injecter pendant un temps suffisant, dans le bobinage primaire pour le cas d'un transformateur monophasé ou entre deux phases du côté Y pour le cas d'un transformateur triphasé Y- $\Delta$ , la valeur maximale (positive ou négative) du courant déterminé dans le paragraphe précédent §II.1.1, noté ( $I_{\max}$ ), et puis à réduire ce courant jusqu'à zéro. La montée et descente en courant doit être lente pour ne pas induire de surtension sur le transformateur.

Pendant l'injection du courant de magnétisation ou Prefluxing, la tension qui va être intégrée pour remonter à la valeur de flux, doit être mesurée aux bornes du bobinage secondaire pour le cas d'un transformateur monophasé ou aux bornes des phases du côté Y pour le cas d'un transformateur triphasé Y- $\Delta$ .

Un exemple des signaux obtenus pendant cette étape sont montrés aux Figures II-6 a et b, pour d'un transformateur monophasé de 1,15kVA et aux Figure II-7 a, b et c pour un transformateur triphasé  $\Delta$ -Y de 400kVA.

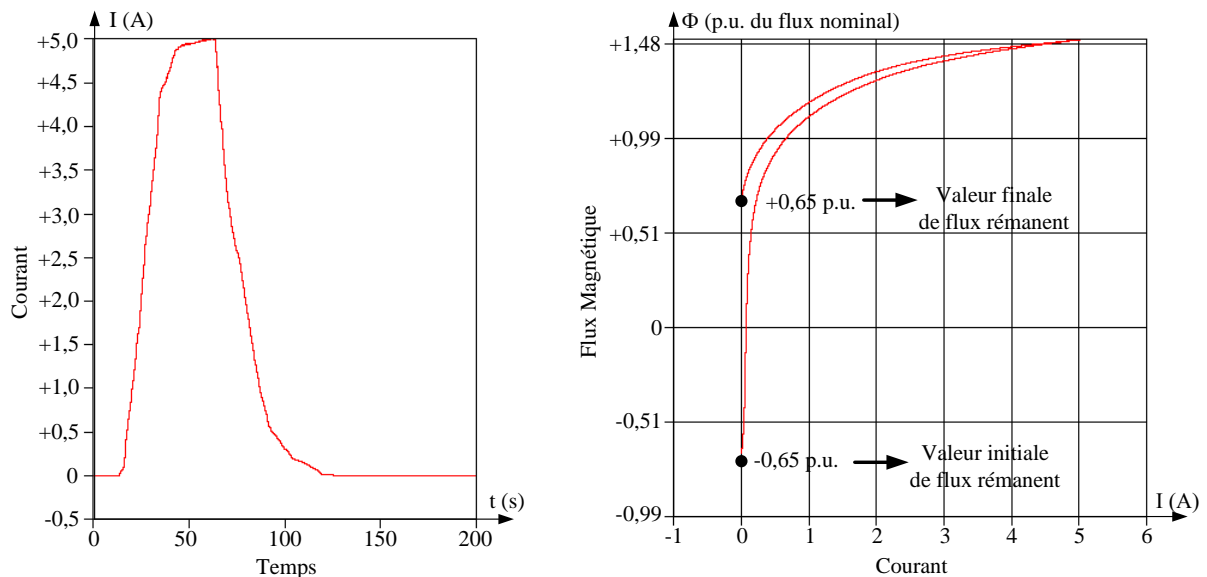
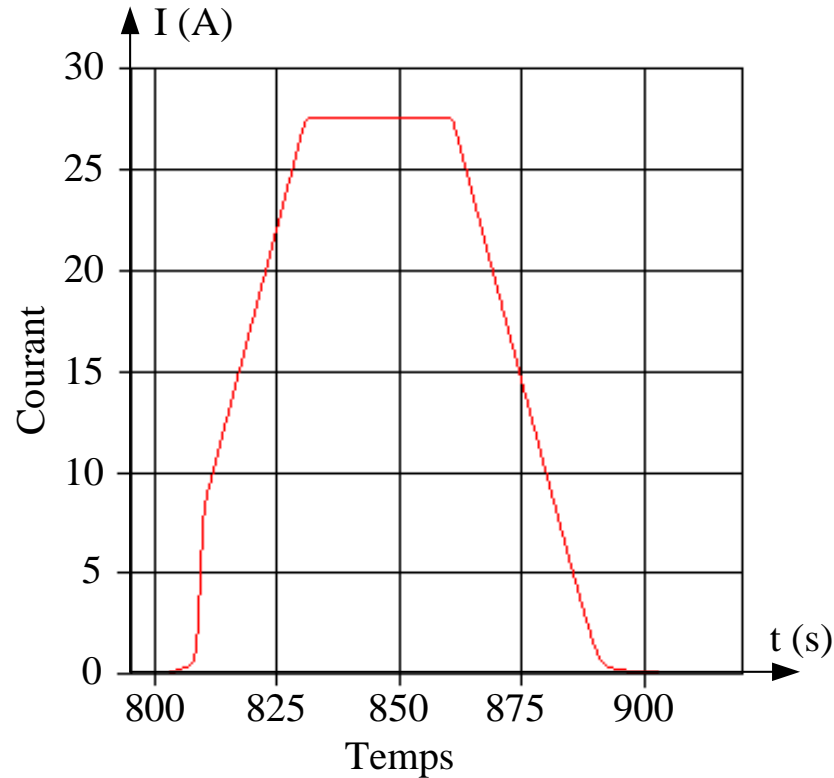
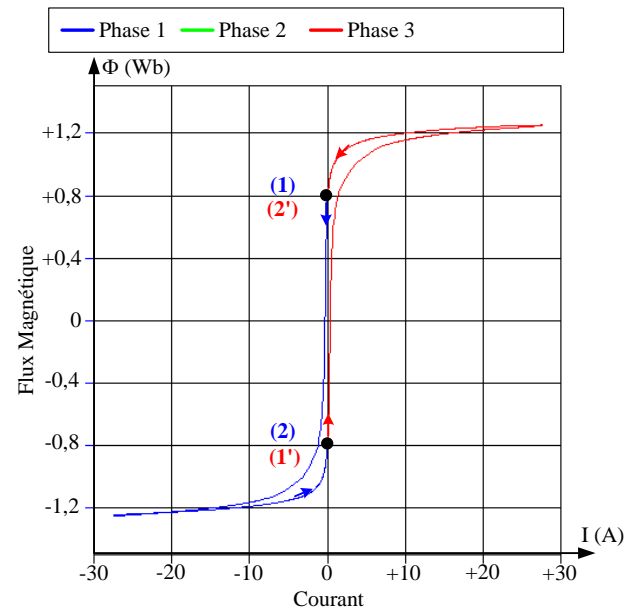
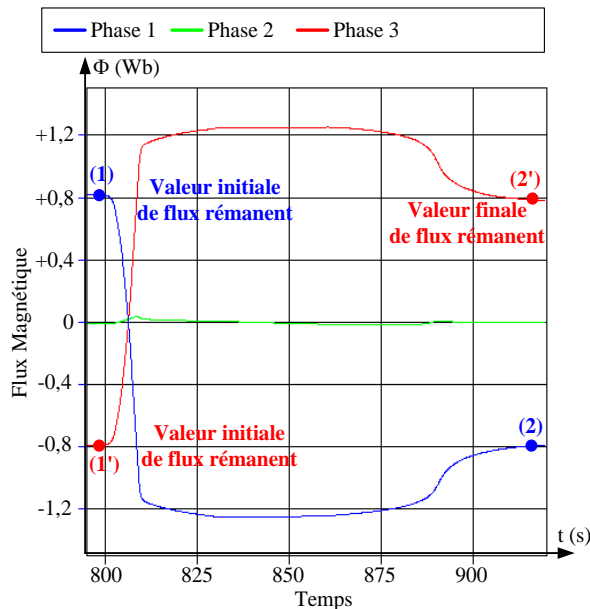


Figure II-6 Exemples de signaux de courant et flux obtenus pendant l'étape de magnétisation du circuit magnétique d'un transformateur monophasé de 1,15kVA.



a) Signal de courant quasi statique, IDCmes montré dans la Figure II-3 b, (allant jusqu'à  $I_{\max}$ ) injecté entre les phases 1 et 3 d'un transformateur triphasé pendant l'étape de magnétisation du circuit magnétique.



b) Exemple des signaux de flux qui circulent dans les jambes du circuit magnétique d'un transformateur triphasé pendant l'étape de magnétisation du circuit magnétique.

c) Exemple des courbes «  $\Phi(I)$  » (avec  $I$  égal à  $i_1$  et  $i_3$  pour les flux dans les phases 1 et 3, respectivement ;  $i_1$  et  $i_3$  sont montrés dans la Figure II-3 b) décrites par les jambes du circuit magnétique d'un transformateur triphasé pendant l'étape de magnétisation du circuit magnétique.

Figure II-7 Exemples de signaux de courant et flux obtenus pendant l'étape de magnétisation du circuit magnétique d'un transformateur triphasé  $\Delta$ -Y de 400kVA.

A partir des Figures II-6 et II-7, nous pouvons constater que l'application d'une alternance positive (ou négative) du courant quasi statique présentée au §II.1.1 jusqu'à la valeur spécifique  $I_{\max}$  ( ou  $-I_{\max}$ ), tant pour le cas d'un transformateur monophasé que pour le cas d'un transformateur triphasé, ne nous permet que deux possibilités de flux rémanent, indépendamment de la valeur initiale de flux rémanent présent dans le circuit magnétique avant l'étape de magnétisation du circuit magnétique. Ces valeurs de flux rémanent correspondent aux valeurs maximale et minimale de flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre.

### II.1.3. Calcul de l'instant de fermeture optimal

L'objectif de cette étape est de calculer le meilleur instant de fermeture pour les pôles du disjoncteur. Grâce à la détermination du flux rémanent présent dans le circuit magnétique après l'étape de magnétisation du circuit magnétique, cet instant peut être déterminé.

L'équation qui nous permet ce calcul est l'équation (I.6) présentée au §I.3.2 et réécrite ci-dessous. Nous rappelons que cette équation dérive de la tension appliquée aux bornes du transformateur, laquelle est supposé purement sinusoïdale.

$$\Phi(t) = -\Phi_n \cos(\omega t + \alpha) + [(\Phi_n \cos(\alpha)) + (\Phi_r)]e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (I.6)$$

Où :

- $\Phi_n$  en (Wb) est le flux nominal du transformateur
- $\alpha$  en ( $^\circ$ ) est l'angle de fermeture des pôles du disjoncteur.
- $\Phi_r$  en (Wb) est le flux rémanent (positif ou négatif) présent dans le circuit magnétique du transformateur juste avant son enclenchement
- $\tau$  (s) est la constante d'amortissement

Comme nous pouvons le voir, l'équation temporelle du flux est composée d'un régime permanent et d'un régime transitoire. En conséquence, si l'on veut éliminer le courant d'appel lors d'un enclenchement brusque du transformateur, il faut que le régime transitoire de l'équation ci-dessus soit nul, ce qui nous conduit à l'équation (I.10), vue au §I.3.4, et rappelée ci-dessous.

$$\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{-\Phi_r}{\Phi_n}\right) \quad (I.10)$$

A partir de cette information, nous pouvons exécuter l'enclenchement brusque du transformateur sur le réseau de façon à éliminer le courant d'appel.

Dans le cas d'un transformateur monophasé, nous n'avons qu'un instant de fermeture « t » à calculer (correspondant à l'angle  $\alpha$  déterminé) et qui sera utilisé, conformément à ce que nous avons expliqué au §I.4.1 du chapitre I, par le système de « fermeture contrôlée du pôle du disjoncteur ». Dans ce type de fermeture, le disjoncteur, qui est pilotable, connecte le transformateur au réseau à l'instant « t », calculé à partir de l'équation (I.10).

Dans le cas d'un transformateur triphasé, un seul instant d'enclenchement sera choisi. Il correspond à trois angles pour les tensions, déphasés de  $\pm 120^\circ$ .

Pour un cas de « fermeture simultanée des pôles du disjoncteur », l'instant de temps «  $t$  » choisi correspond à un compromis entre les trois instants de fermeture calculés pour les 3 phases, de façon à mettre au mieux en adéquation les valeurs de flux rémanent et les variations de flux qui seront imposés au circuit magnétique lors de l'enclenchement du transformateur. Ce compromis est obtenu grâce à l'étape de magnétisation du transformateur qui permet d'imposer des flux rémanents spécifiques sur les trois enroulements. Comme nous le verrons dans l'annexe 1, cet instant d'enclenchement correspond à l'instant où les phases des tensions 1, 2 et 3 valent respectivement  $330^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $210^\circ$ .

## **II.2. Application de la méthode à un transformateur monophasé**

Cette partie du chapitre II est dédiée à l'application de la nouvelle stratégie de Prefluxing à un transformateur monophasé, marque CECLA, de 1,15kVA, avec l'objectif de vérifier son efficacité.

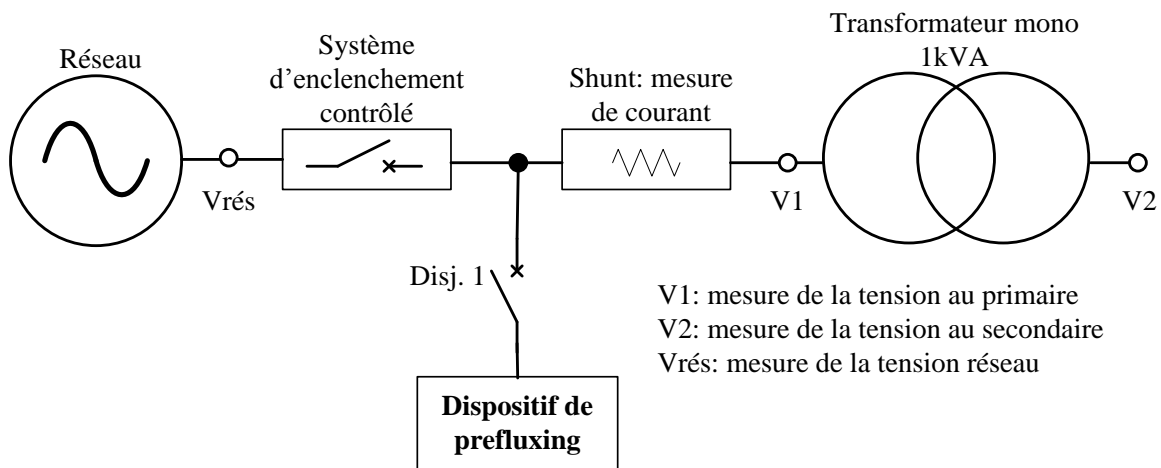
Dans un premier temps, nous présentons le banc d'essai mis en place au G2ELAB pour l'exécution de la stratégie, ainsi que les dispositifs de Prefluxing et d'enclenchement.

Ensuite, les résultats obtenus lors d'une séquence de mises sous tension brusque du transformateur monophasé sont exposés.

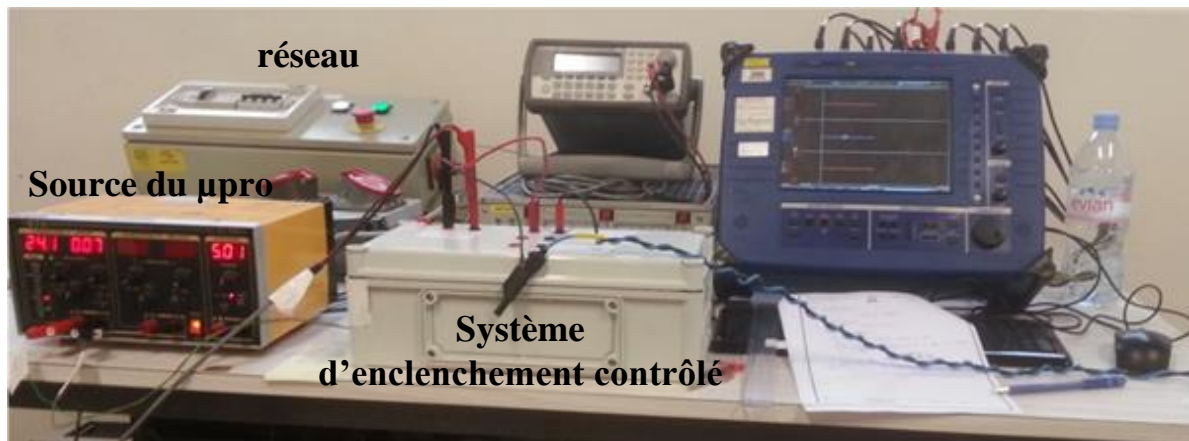
### **II.2.1. Banc d'essai**

Comme nous pouvons le voir à la Figure II-8, le banc d'essai est composé :

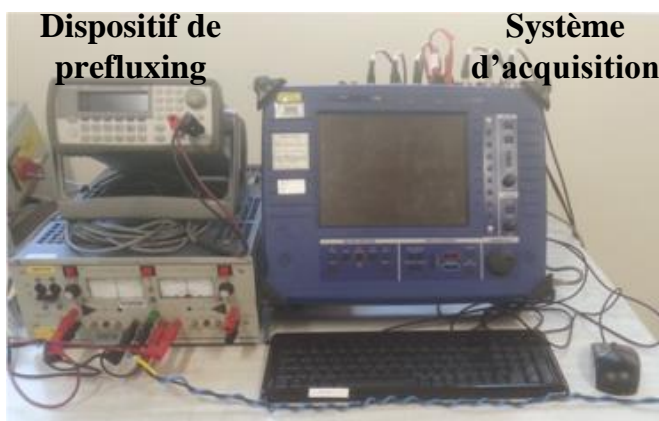
- d'un dispositif d'enclenchement contrôlé qui nous permet de connecter le transformateur au réseau au moment souhaité
- d'un dispositif de Prefluxing afin de magnétiser le transformateur avec le maximum ou minimum de flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre
- d'un disjoncteur qui connecte (déconnecte) le dispositif de Prefluxing au système
- d'un transformateur monophasé de 1,15kVA, qui sera soumis à une séquence de mises sous tension contrôlées
- d'un système de mesure électrique (tension et courant) qui nous permet d'estimer la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique après l'étape de magnétisation du transformateur et mesurer le courant d'appel généré lors d'une mise sous tension contrôlée.



a) Exemple schématique du banc d'essai mis en place pour l'implémentation de la nouvelle stratégie de Prefluxing.



b) Photo du réseau, du système d'enclenchement contrôlé et de la source d'alimentation du microprocesseur qui contrôle le système d'enclenchement.



c) Photo du dispositif de prefluxing et du système d'acquisition qui fait les mesures des tensions et du courant.



c) Photo du transformateur monophasé de 1,15kVA utilisé pendant les essais.

Figure II-8 Banc d'essai mis en place pour l'implémentation de la nouvelle stratégie de Prefluxing.



### II.2.1.1. Système d'enclenchement contrôlé

Ce système d'enclenchement contrôlé est un dispositif électronique qui permet la « fermeture instantanée » du pôle d'un « disjoncteur » monophasé à un point spécifique de l'onde de tension du réseau qui va alimenter le transformateur.

Nous avons développé ce dispositif en collaboration avec Sébastien Metay, du service Régulation de Tension Nucléaire (RTN) et Brice Chauvin, stagiaire du service Renvoi de Tension et Reconstitution du Réseau d'EDF-DTG [CHA-14]. Une illustration schématique de ce système peut être visualisée à la Figure II-9.

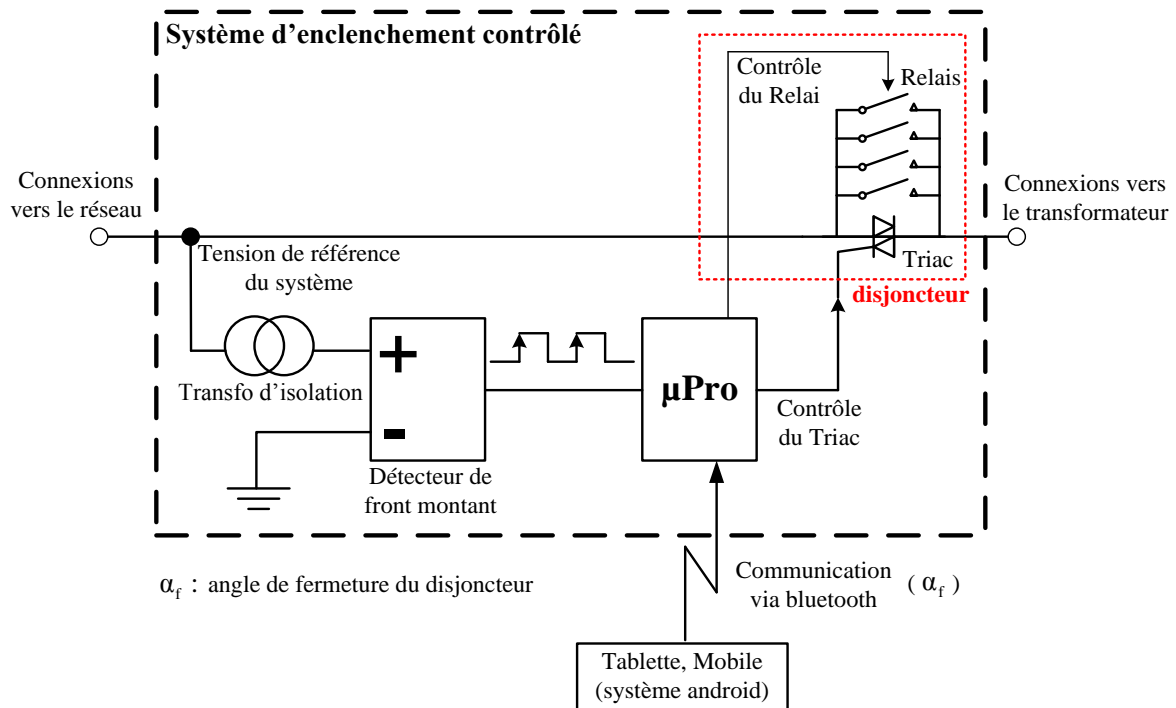


Figure II-9 Schéma du système d'enclenchement contrôlé utilisé pendant les essais.

Le microprocesseur ( $\mu\text{Pro}$ ) commande le fonctionnement du système d'enclenchement contrôlé. D'abord, il reçoit via bluetooth l'angle de fermeture du pôle du disjoncteur ( $\alpha_f$ ), puis il détecte le front montant du prochain passage de la tension de référence par zéro.

Une fois qu'il a acquis ces deux informations, il envoie l'ordre de fermeture pour le disjoncteur (triac plus relais) de sorte que le transformateur soit connecté au réseau au moment initialement souhaité (correspondant à l'angle  $\alpha_f$ ).

Le disjoncteur est composé d'un triac en parallèle avec un relais à 4 contacts normalement ouverts. Nous avons choisi le triac à cause de son faible temps de réponse une fois qu'il est commandé (de l'ordre de la  $\mu\text{s}$ ) et le relais pour éviter des discontinuités dans le signal de tension lors de la commutation du triac à chaque fois que le courant passe par zéro.

D'autre part, le rôle des quatre contacts du relais est d'assurer le fonctionnement du disjoncteur dans le cas où le courant d'appel est trop élevé. Les quatre contacts en parallèle assurent la conduction d'un courant nominal de  $50A_{\text{RMS}}$  ou de  $80A_{\text{crête}}$  pendant quelques millisecondes. Ainsi, notre système d'enclenchement peut supporter un courant d'appel de 7 fois le courant nominal en charge du transformateur ( $5A_{\text{RMS}}$ ) sans aucun souci.

Nous devons aussi souligner que le microprocesseur prend en compte les temps de retard autant du triac que du relais pour donner les ordres de fermeture.



### II.2.1.2. Transformateur Monophasé

Le transformateur retenu pour les essais est un transformateur CECLA, monophasé de 1,15kVA. Les caractéristiques électriques et la courbe «  $\Phi(I)$  » (cycle majeur d'hystérésis) à 50Hz décrit par le circuit magnétique lorsque le transformateur est à vide et alimenté à sa tension nominale sont montrés respectivement dans le Tableau II-1 et à la Figure II-10.

$S_{\text{nominale}}$ (kVA)	$V_{\text{primaire}}$ (V <sub>crête</sub> )	Rapport de transformation	$I_{\text{primaire}}$ à vide (A <sub>crête</sub> )	$I_{\text{primaire}}$ en charge (A <sub>crête</sub> )	$\Phi_{\text{primaire}}$ à vide (Wb <sub>crête</sub> )	$\Phi_{\text{rmax}}$ (Wb <sub>crête</sub> )	$\Phi_{\text{rmin}}$ (Wb <sub>crête</sub> )
1,15	325	1	0,8	7,07	1,03	+0,70	-0,70

Tableau II-1 Caractéristiques nominales du transformateur retenu pour les essais

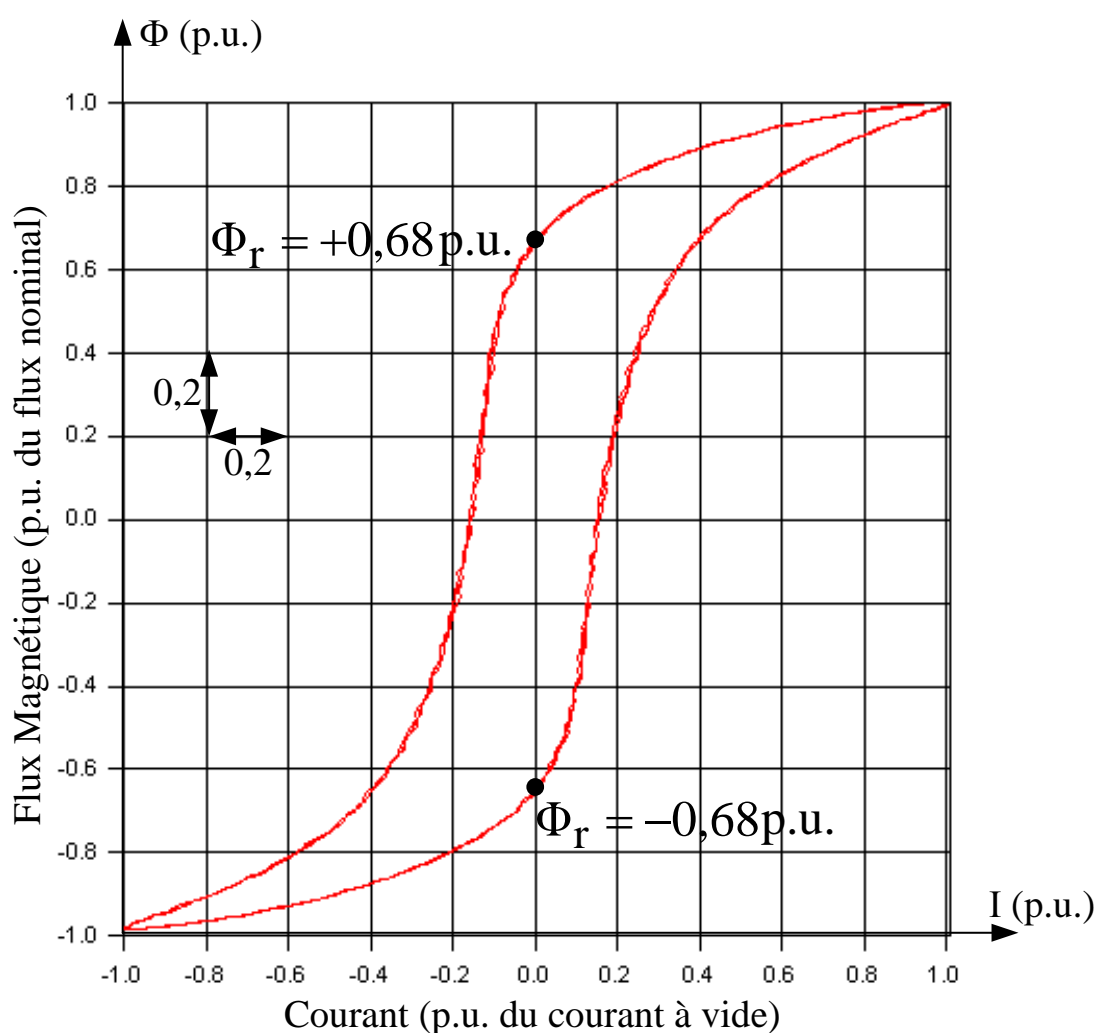


Figure II-10 Courbe «  $\Phi(I)$  » (cycle majeur de la courbe d'hystérésis à 50Hz) décrit par le transformateur.

### II.2.1.3. Dispositif de Prefluxing

Le dispositif de Prefluxing nous permet d'appliquer au circuit magnétique du transformateur le maximum ou le minimum de flux rémanent. Il se compose d'une simple source de courant qui est connectée au primaire du transformateur au moyen d'un disjoncteur,

Disj. 1 (Figure II-8). Le dimensionnement de cette source dépend de deux paramètres : la valeur maximale du courant déterminée au §II.1.1 et la tension de sortie que la source peut délivrer.

Au §II.2.2, nous allons montrer que cette valeur de courant est fortement liée au courant à vide ou magnétisant du transformateur (courant absorbé par le transformateur une fois qu'il est en régime nominal à vide et alimenté à sa tension nominale). Donc, nous pouvons a priori dimensionner la source de courant en prenant comme base la valeur de courant magnétisant du transformateur. Pour garantir le succès de la stratégie, nous conseillons une source de courant que puisse délivrer un courant au moins 5 fois plus grand que le courant magnétisant.

Comme le signal de courant injecté est de très faible fréquence, l'impédance du système se réduit à la résistance d'enroulement de la bobine. Ainsi la chute de tension mesurée aux bornes de l'enroulement du transformateur lorsque le courant injecté est à sa valeur maximale est la tension qui doit être retenue pour le choix de la source. Il faut pour cela bien assurer que les variations de courant soient très lentes pour faire tendre tout au long de la manœuvre la tension éventuelle liée à la loi de Lenz et donc à la variation de flux, aussi proche de zéro que possible.

Pour une question de rendement, les transformateurs de puissance sont conçus avec soin pour minimiser les pertes. Ainsi, ils sont dimensionnés pour minimiser le courant magnétisant et la résistance d'enroulement des bobinages, ce qui est un grand avantage pour la nouvelle stratégie de Prefluxing. En effet, cela signifie que des sources de faible puissance sont capables de magnétiser y compris des grands transformateurs de puissance. Dans notre cas d'application, nous avons retenu comme source une alimentation bipolaire de marque Kepco 20V/10A. Sur la Figure II-11, nous pouvons voir l'amplificateur utilisé comme source de tension pendant les essais et le générateur de signal délivrant la forme d'onde de la tension de commande permettant de piloter la Kepco.

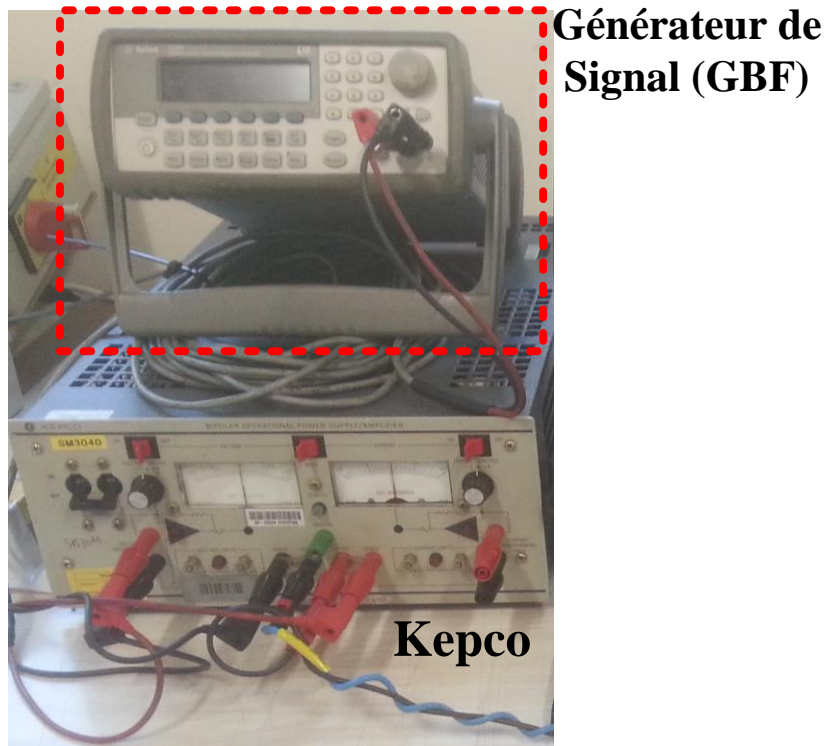


Figure II-11 Source de courant et générateur de signal utilisés pendant les essais.

#### II.2.1.4. Système de mesures électriques

Les signaux électriques à mesurer pendant l'exécution des essais sont les tensions primaire et secondaire du transformateur, la tension du réseau et le courant primaire du transformateur.

Les mesures de la tension primaire et de la tension du réseau vont nous permettre de vérifier le niveau de tension appliqué au transformateur, ainsi que le bon fonctionnement du système d'enclenchement contrôlé. De plus, l'estimation du flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur après magnétisation s'effectue par l'intégration de la tension mesurée au secondaire du transformateur. Ces mesures ont été faites par une chaîne d'acquisition Vision de marque Nicolet [NIC], qui sature au-delà de 500Veff, présente une bande passante du DC jusqu'à la centaine de kHz et qui était configurée avec une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz. Afin d'avoir les signaux plus propres, ces mesures de tension ont été récupérées directement aux bornes des bobines du transformateur.

Une autre mesure très importante est le courant dans le primaire du transformateur. Elle nous permettra de vérifier que nous avons bien injecté le bon courant quasi statique et que le courant d'appel a bien été éliminé pendant la séquence de mises sous tensions brusques du transformateur. De plus, le système de mesure du courant doit présenter une bande passante du DC jusqu'à quelques kHz et une gamme qui puisse mesurer des valeurs de courant qui vont jusqu'à 5 fois le courant magnétisant du transformateur. Les shunts possèdent une très grande précision et permettent la mesure de courants continus et alternatifs, comme il est déterminé dans [MSA-09], ainsi pour ces raisons, nous avons choisi un shunt 5A/100mV pour faire la mesure du courant dans notre cas d'application. Les principaux inconvénients concernant les shunts sont qu'ils présentent une mauvaise isolation galvanique et qu'ils augmentent les pertes joules, ce qui entraîne, pour des mesures de courant élevé, des problèmes de refroidissement [FAV-04]. Par contre, dans notre cas d'application, nous ne sommes pas censés avoir des forts courants d'appels, donc, ce problème de refroidissement ne nous affectera pas. Les Figure II-12 a et b montrent respectivement le système d'acquisition des signaux et le shunt utilisé pendant les essais.



a) Système d'acquisition vision



b) Shunt

Figure II-12 Systèmes de mesures électriques utilisés pendant les essais

### II.2.2. Résultats obtenus

Ce paragraphe présente les résultats obtenus pendant l'application de la nouvelle méthode de Prefluxing à un transformateur monophasé.

Comme nous l'avons évoqué au §II.1.1, si la valeur du courant  $I_{\max}$  du transformateur est inconnue, nous devons déterminer quel est le niveau de courant quasi statique nécessaire pour faire décrire au circuit magnétique du transformateur son cycle majeur d'hystérésis.

Pour ce faire, nous avons injecté des courants à très faible fréquence à différents niveaux d'amplitude dans le primaire du transformateur. Pour l'obtention du flux, nous avons intégré la tension mesurée au secondaire du transformateur pendant l'injection des courants.

La Figure II-13 et le Tableau II-2 montrent respectivement l'allure des courants quasi statiques qui ont été injectés dans le primaire du transformateur et les valeurs maximales et minimales de flux rémanent obtenues pour chaque niveau de courant.

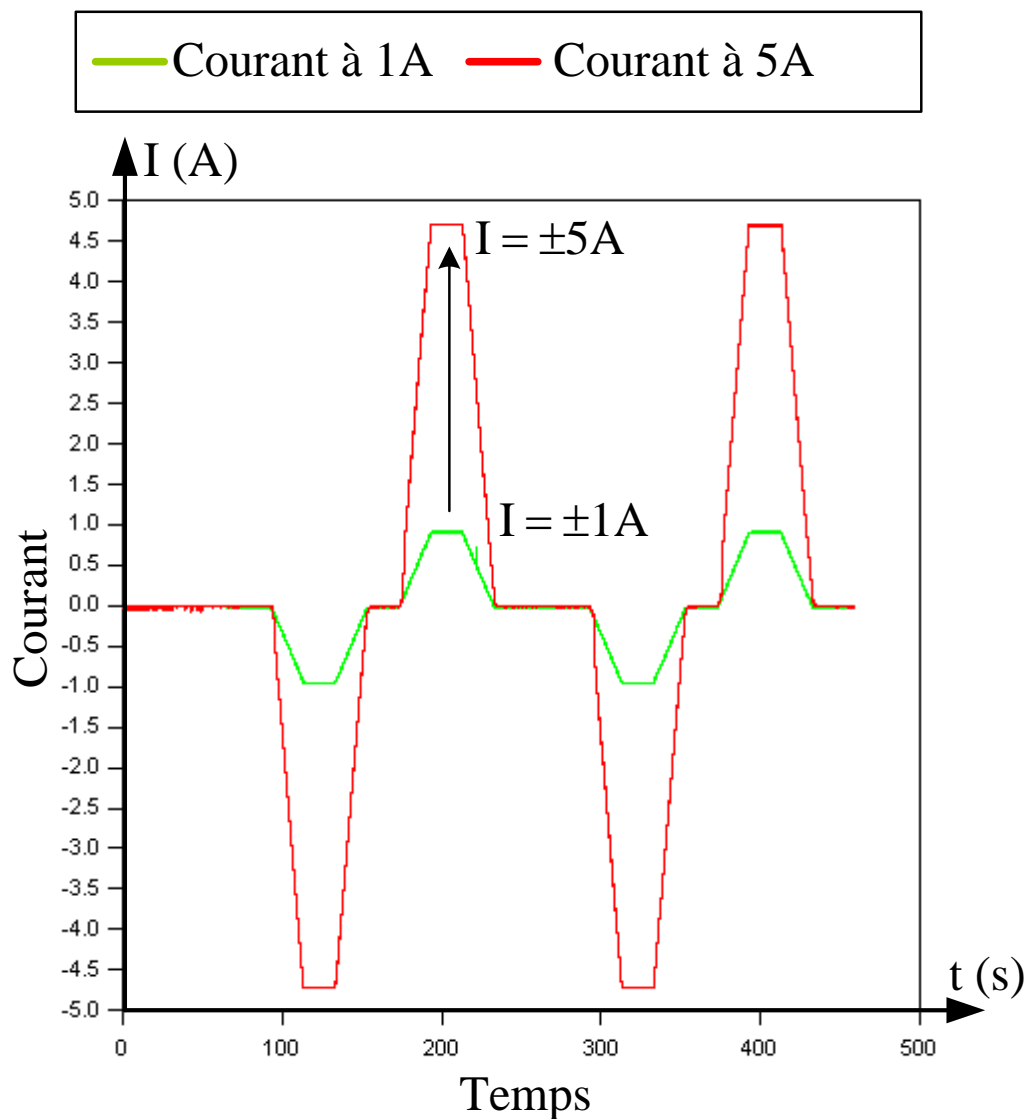


Figure II-13 Allure des courants qui ont été injectés dans le primaire du transformateur

Amplitude maximale du courant quasi statique injecté (A)	Valeur positive du flux rémanent mesuré (p.u. du flux nominal)	Valeur négative du flux rémanent mesuré (p.u. du flux nominal)
±0,25	+0,510	-0,510
±0,50	+0,578	-0,578
±0,80	+0,607	-0,607
±1,00	+0,617	-0,617
±1,50	+0,626	-0,626
±2,00	+0,650	-0,650
±3,00	+0,650	-0,650
±5,00	+0,650	-0,650

Tableau II-2 Valeurs positive et négative de flux rémanent obtenues pour chaque niveau de courant maximum injecté

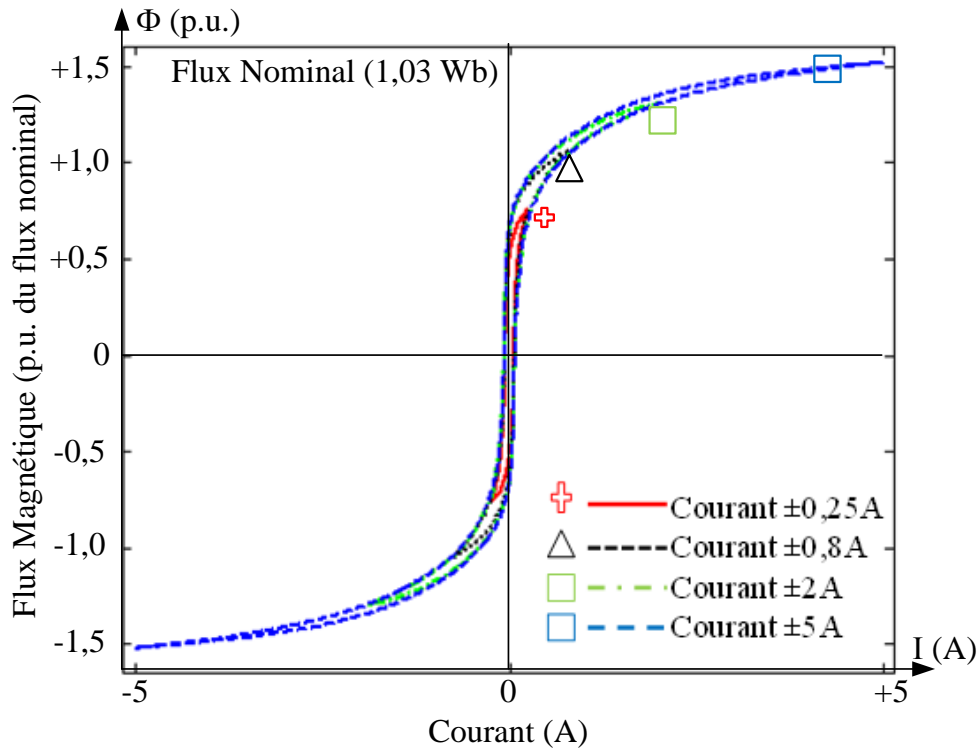
A partir du Tableau II-2, nous pouvons constater que pour de valeurs maximales de courant comprises entre  $\pm 0,25\text{A}$  et  $\pm 0,80\text{A}$ , les valeurs positive et négative de flux rémanent varient pour chaque niveau de courant, ce qui nous prouve que le circuit magnétique décrit différents cycles d'hystérésis avant d'atteindre le cycle majeur.

En revanche, il est évident que pour des valeurs maximales de courant égales ou supérieures à 2A, le circuit magnétique décrit ce cycle majeur, parce que les valeurs positive et négative de flux rémanent sont toujours les mêmes. Ces différents cycles sont présentés à la Figure II-14 [CEZ-14].

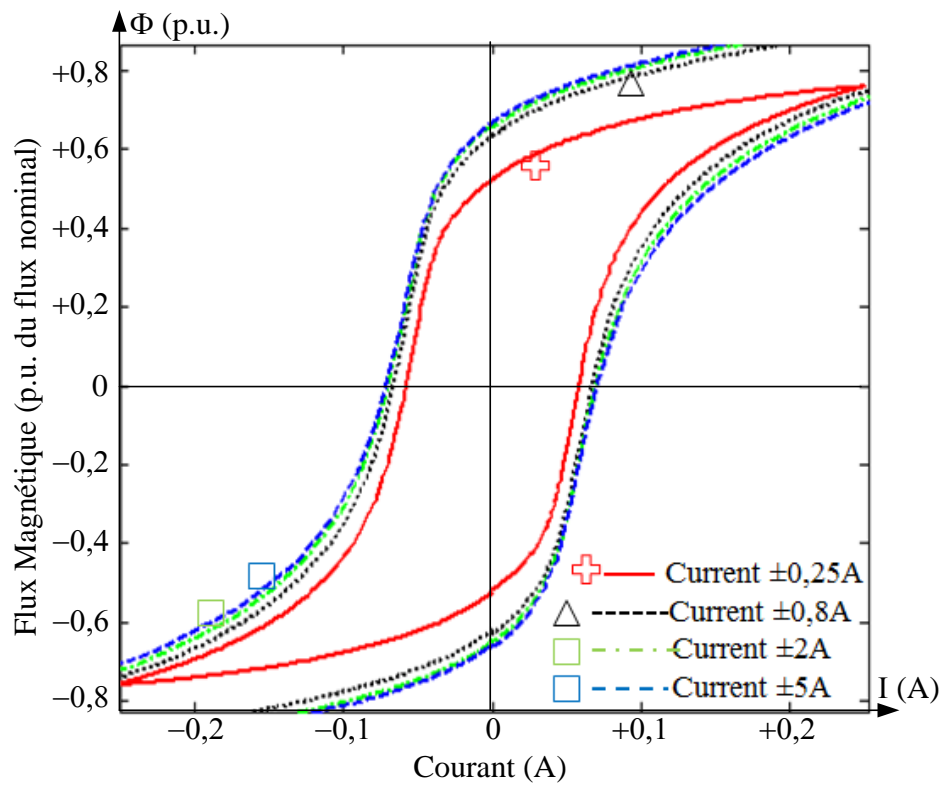
Toujours sur le Tableau II-2, nous pouvons aussi constater que le courant à vide du transformateur, qui vaut 0,8A, est presque suffisamment fort pour emmener le circuit magnétique à décrire le cycle majeur d'hystérésis.

Cette affirmation est soutenue par le fait que la différence entre les valeurs positive et négative de flux rémanent obtenues pour des courants à 0,8A et 2A est de 0,04 p.u. du flux nominal, ce qui est très faible et ne représente que 6% du flux rémanent maximum que le circuit magnétique peut atteindre.

Ainsi, nous pouvons dire qu'un des bénéfices de cette nouvelle stratégie de Prefluxing consiste dans le fait de n'avoir besoin que d'une faible intensité de courant quasi statique pour magnétiser le circuit magnétique du transformateur.



a) Cycles complets



b) Zoom

**Figure II-14** Courbes «  $\Phi$  vs  $I$  » décrites par le circuit magnétique du transformateur pour différents niveaux des courants maximaux quasi statiques.

Dans la Figure II-15, ci-dessous, nous allons comparer les cycles d'hystérésis décrits par le circuit magnétique du transformateur à 0Hz et 50Hz. Nous devons souligner que le

cycle à 0Hz a été obtenu lors de l'injection d'un courant quasi statique avec une amplitude de  $\pm 0.95$  p.u. du courant nominal à vide et que le cycle à 50Hz a été obtenu lorsque le transformateur était alimenté à vide à sa tension nominale (1 p.u. du flux nominal et 1 p.u. du courant nominal à vide).

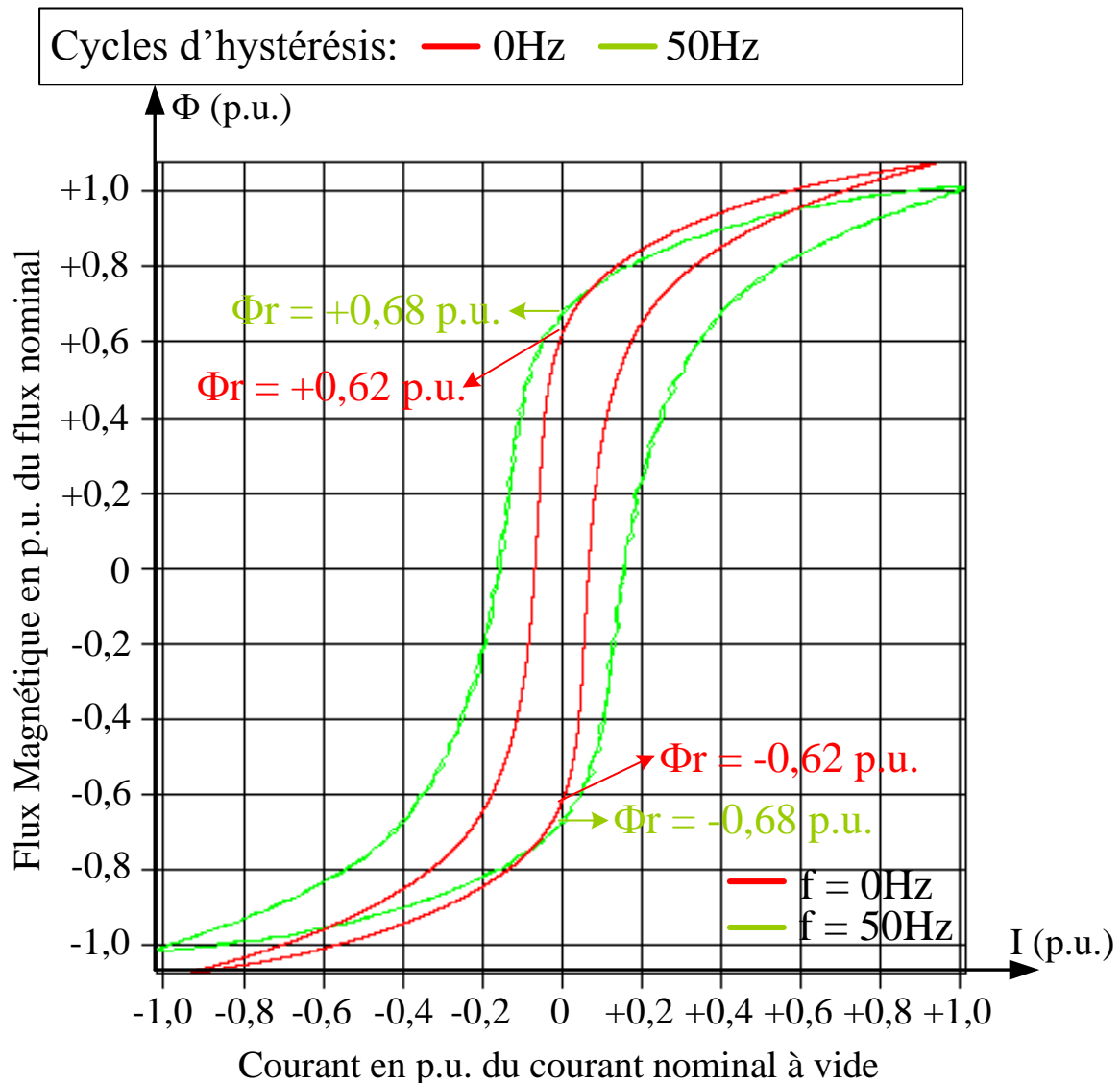


Figure II-15 Comparaison entre les cycles d'hystérésis décrits, à 0Hz (rouge) et à 50Hz (vert), par le circuit magnétique du transformateur monophasé de 1,15kVA

Dans la Figure II-15 ci-dessus, nous pouvons constater qu'il existe une différence de 0,06 p.u. du flux nominal entre les valeurs positive et négative de flux rémanent obtenues à 50Hz et à 0Hz. A partir du Tableau II-2 montré précédemment, nous pouvons aussi constater que cette différence vaut 0,03 p.u. du flux nominal quand l'amplitude du courant quasi statique injecté vaut  $\pm 2,5$  p.u. du courant nominal à vide.

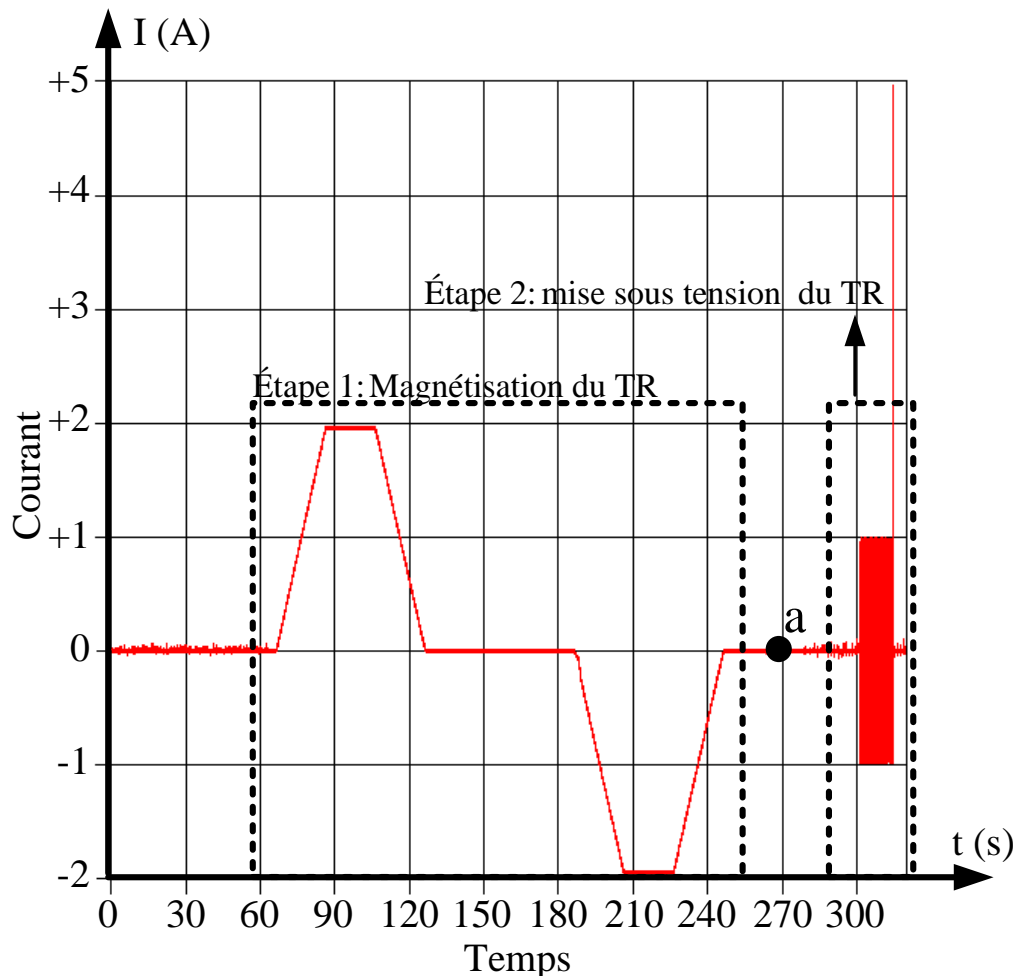
Ces différences reflètent l'influence directe de la fréquence et des courants de Foucault, qui se développent dans les tôles du circuit magnétique à 50Hz, sur le cycle d'hystérésis et sur les pertes produites par le circuit magnétique.

Il faut noter que les valeurs de flux rémanents des transformateurs correspondent en réalité à des valeurs de cycles d'hystérésis statiques puisqu'une fois hors tension, l'effet des courants de Foucault s'annule rapidement.



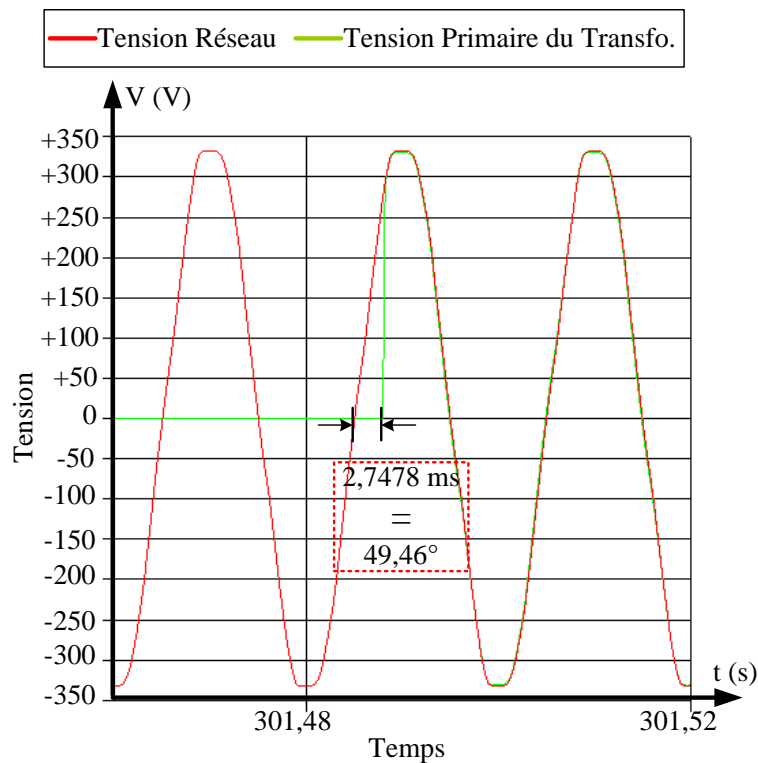
Ainsi, nous pouvons affirmer que les valeurs positive et négative de flux rémanent pour ce transformateur monophasé de 1,15kVA, correspondent respectivement à  $\pm 0,65$  p.u. du flux à tension nominale (voir Tableau II-2) et qu'ils seront toujours obtenus lorsqu'un courant quasi statique d'amplitude égale ou supérieure à 2A est injecté de façon stable et suffisamment longtemps dans le primaire du transformateur.

Maintenant que nous connaissons la valeur de courant quasi statique nécessaire pour magnétiser le transformateur à sa valeur maximum ou minimum de flux rémanent, nous pouvons passer à l'étape de magnétisation du circuit magnétique. Cette étape consiste à simplement injecter dans le primaire du transformateur une demi alternance positive ou négative du courant quasi statique avec une amplitude d'au moins  $\pm 2$ A. A la fin de ce procédé, nous sommes sûrs que la valeur de flux rémanent présente dans le circuit magnétique vaut respectivement  $\pm 0,65$  p.u. du flux nominal. En connaissant ces deux valeurs possibles de flux rémanent, nous pouvons déterminer les deux angles de fermeture optimaux possibles pour le pôle du disjoncteur qui valent  $130,54^\circ$  pour une valeur de flux rémanent égal à  $+0,65$  p.u. de flux nominal et  $49,46^\circ$  pour une valeur de flux rémanent égal à  $-0,65$  p.u. du flux nominal. La Figure II-16 montre un exemple complet de l'application de la nouvelle stratégie de Prefluxing au transformateur, CECLA monophasé, de 1,15kVA.

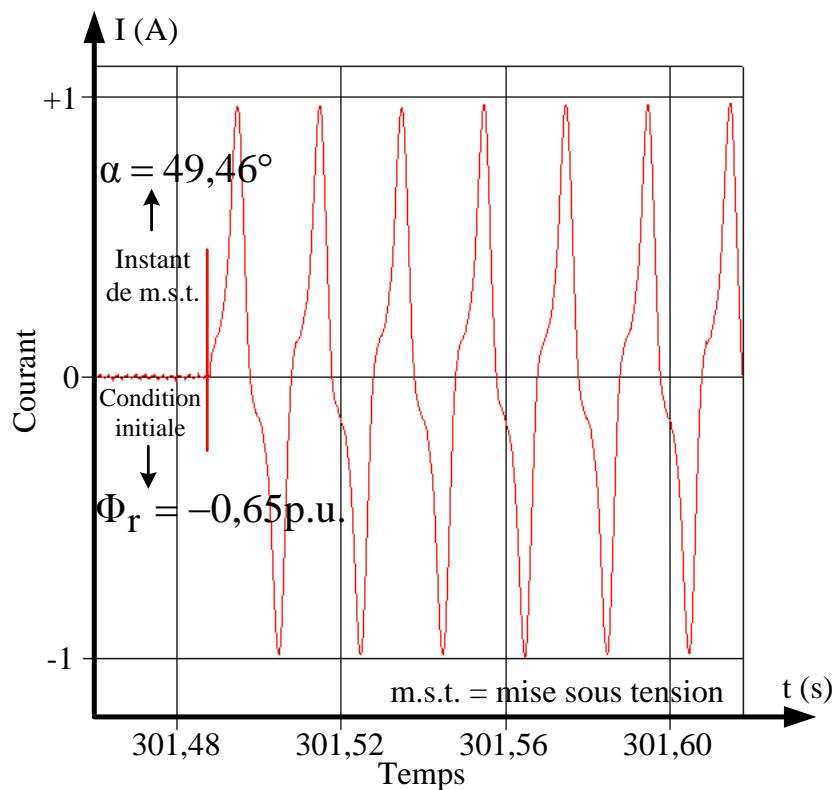


a) Signaux de courant quasi statique injecté dans le primaire du transformateur et courant d'appel mesuré pendant un enclenchement contrôlé.





b) Signaux des tensions réseau et primaire du transformateur (mesurée aux bornes de la bobine primaire) mesurés pendant l'enclenchement contrôlé.



c) Zoom sur le signal du courant d'appel mesuré lors d'un enclenchement contrôlé et montré dans la Figure II-16 a.

Figure II-16 Exemple complet de l'application de la nouvelle stratégie de Prefluxing au transformateur, monophasé, CECLA, de 1,15kVA.

Dans la Figure II-16 a, le courant quasi statique d'amplitude de 2A a été injecté dans le primaire du transformateur hors tension, lors de l'« étape 1 : magnétisation du TR ». A la fin la demi alternance négative du courant quasi statique, nous savons que le flux rémanent présent dans le circuit magnétique vaut -0,65 p.u. du flux nominal, « point a », ce qui nous donne un angle optimal de fermeture de  $49,46^\circ$ .

Dans la Figure II-16 c et b, nous pouvons voir respectivement que le courant d'appel a été éliminé lors de l'enclenchement (pas de régime transitoire dans le signal de courant et l'amplitude crête du signal de courant vau<sup>x</sup> 1 p.u. du courant nominal à vide ce qui correspond à 0,16 p.u. du courant nominal en charge) et que le transformateur a été enclenché avec l'angle de  $49,46^\circ$  ce qui correspond à l'angle optimal de fermeture calculé précédemment.

La Figure II-17, ci-dessous, montre une séquence de 10 enclenchements brusques où le courant d'appel a été éliminé. Le point en commun entre ces enclenchements est que la nouvelle stratégie de Prefluxing a été appliquée à tous ces enclenchements, ce qui en prouve l'efficacité.

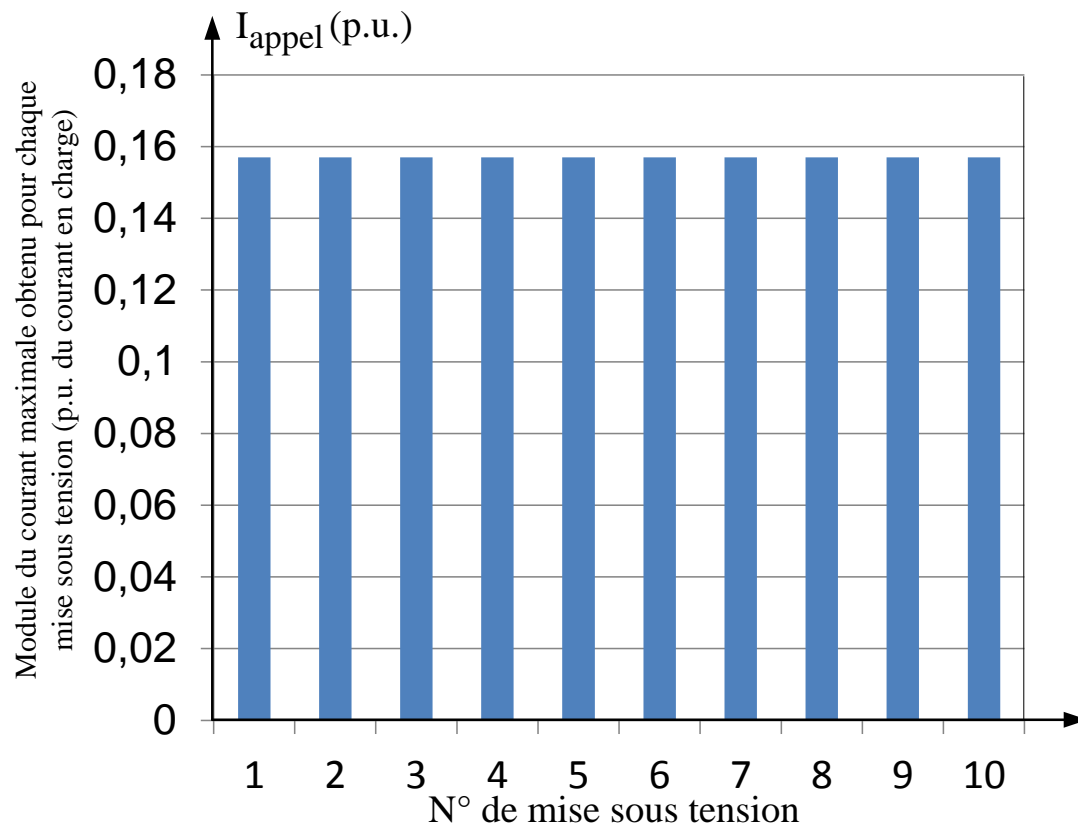


Figure II-17 Valeurs maximales des courants d'appels, en p.u. du courant nominal en charge, obtenues pour une séquence de 10 mises sous tensions brusques du transformateur monophasé, CECLA de 1,15kVA.

### II.3. Application de la méthode à un transformateur triphasé

Cette partie du chapitre II est dédiée à l'application de la nouvelle stratégie de Prefluxing à un transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400kVA, avec l'objectif de vérifier sa pertinence.

En premier lieu, nous présentons le banc d'essai mis en place au Laboratoire d'Essais Électriques des Renardières (LEER) d'EDF pour l'exécution de la stratégie, ainsi que le

dispositif de Prefluxing. Puis, les résultats obtenus lors de l'application de la nouvelle stratégie de Prefluxing au transformateur triphasé sont exposés.

### **II.3.1. Présentation du Laboratoire d'Essais Electriques des Renardières (LEER)**

Avant de présenter le banc d'essais que nous avons mis en place, nous allons, tout d'abord, présenter le Laboratoire d'Essais Electriques des Renardières (LEER) où les essais se sont passés.

Le LEER se situe à Moret-sur-Loing (77), proche de la forêt de Fontainebleau et il est un des sept centres de recherche et développement du groupe EDF en Europe [ENE] et le plus grand des trois sites de recherche et développement du groupe EDF en France [CHE.1].

Les domaines de recherche du laboratoire s'étendent de l'efficacité énergétique au vieillissement des matériaux des installations thermiques et nucléaires, en passant par le développement des énergies renouvelables. Il s'agit notamment de s'assurer des performances des matériels utilisés sur les réseaux, de développer des techniques nouvelles d'utilisation de l'électricité dans l'habitat et l'industrie et de faire face aux défis liés à l'exploitation dans la durée des installations nucléaires d'EDF [CHE.2].

Le LEER est subdivisé en quatre d'autres laboratoires (stations d'essais), qui sont :

- SEP : Station d'Essais de Puissance
- SEDM : Station d'Essais Diélectriques et Mécano-climatiques
- LECC : Laboratoire d'Essais des câbles et condensateurs
- CG : Concept Grid

Nous allons présenter plus en détail la Station d'Essais de Puissance (SEP), station qui nous a accueillis pour nos essais. La SEP est la station responsable pour les essais de coupure (disjoncteurs, interrupteurs et fusibles), les essais de tenue au court-circuit, les essais d'arc interne et les essais de protection de coupure des transformateurs HTA/HTB.

Cette station d'essai est subdivisée entre les stations SEGP (Station d'Essais de Grande Puissance) et SEMT (Station d'Essais de Moyenne Tension). La différence entre les deux stations concerne la puissance de l'appareil qui sera testé. A titre d'information, les stations SEGP et le SEMT sont respectivement liées au réseau RTE de 400kV (3300MVA, 130kA, 180kV) et 225kV (500MVA, 40kA, 24kV).

Le banc d'essai a été mis en place dans la Station d'Essais de Moyenne Tension (SEMT) à cause de la puissance du transformateur testé (400kVA, 20kV/410V) et du système d'enclenchement triphasé, qui peut piloter les pôles du disjoncteur de manière simultanée ou indépendante, disponible dans la station d'essais.

La Figure II-18, montre une image aérienne du site R&D des Renardières, et plus précisément de la station d'essais de puissance (SEP).



Figure II-18 Image de la station d'essais de puissance (SEP), site des Renardières.

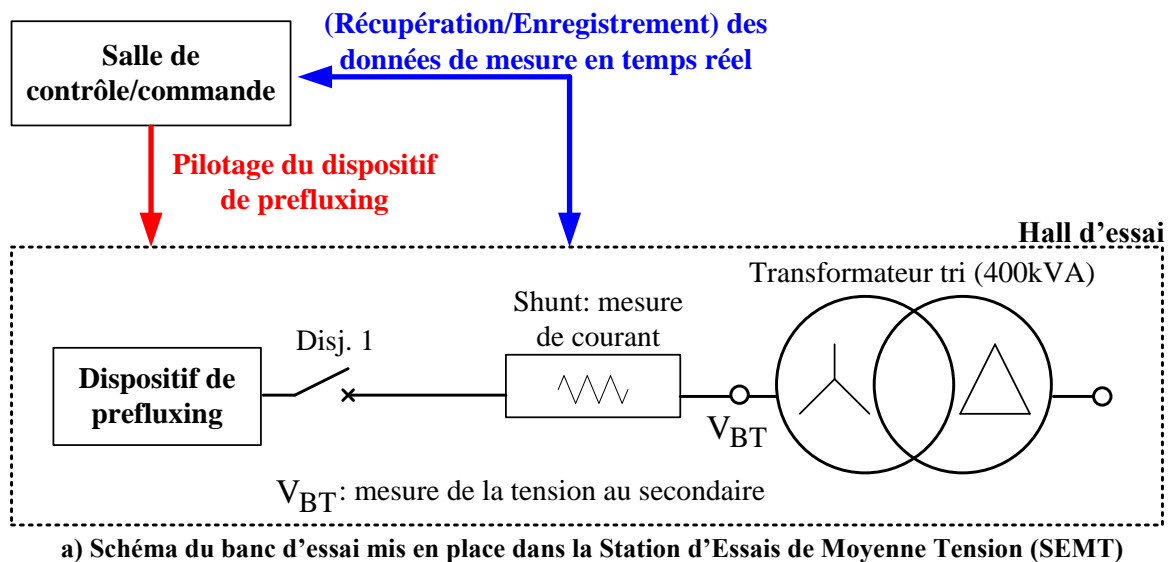
### II.3.2. Banc d'essai

Ce paragraphe présente le banc d'essai que nous avons mis en place à la SEMT, afin de pouvoir implémenter la nouvelle stratégie de Prefluxing. Pour des raisons de sécurité, ce banc d'essai est réparti sur deux salles : la salle de contrôle/commande (salle d'où l'on a pu contrôler la magnétisation et la mise sous tension du transformateur) et le hall d'essai (salle où le transformateur a été placé pendant l'essai).

Malheureusement, à cause de la disponibilité de la station d'essais, nous n'avons pas pu appliquer la totalité de la nouvelle stratégie de Prefluxing, autrement dit, pendant la réalisation des essais, nous avons dû nous arrêter à l'étape de magnétisation du circuit magnétique.

Comme nous pouvons le voir à la Figure II-19, ce banc d'essai est composé :

- d'un dispositif de Prefluxing qui nous permet de magnétiser le transformateur avec le maximum ou le minimum de flux rémanent sur les enroulements choisis
- d'un disjoncteur pour connecter (déconnecter) le dispositif de Prefluxing du transformateur
- d'un transformateur triphasé de 400kVA, lequel sera magnétisé pour présenter un flux rémanent connu et contrôlé
- d'un système de mesure électrique (tensions et courants) que nous permet de vérifier le courant quasi statique injecté entre les phases du transformateur et d'estimer la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique après l'étape de magnétisation du transformateur.



b) Hall d'essai (dispositif de Prefluxing et systèmes des mesures électriques).



c) Hall d'essai (disjoncteur et transformateur).



d) Salle de contrôle/commande (pilotage du dispositif de Prefluxing et récupération des données des mesures électriques).

Figure II-19 Banc d'essai mis en place dans le SEMT aux sites des Renardières

### II.3.2.1. Dispositif de Prefluxing

Le dispositif de Prefluxing nous permet d'appliquer au circuit magnétique du transformateur le maximum ou le minimum de flux rémanent au travers d'enroulements de phase choisis. Ce dispositif est toujours composé d'une simple source de courant (ou tension), mais qui cette fois ci, est connectée entre deux phases du côté Y du transformateur au moyen d'un disjoncteur « Disj. 1 » (Figure II-19 a). Le dimensionnement de cette source suit la même procédure que celle expliquée au §II.2.1.3 pour le transformateur monophasé.

Pour ce cas d'application, la source est constituée de trois alimentations de puissance bipolaires Kepco 20V/10A qui ont été associées en parallèle dans une configuration master/slave de sorte à délivrer un maximum de 30A. Dans la Figure II-20, nous pouvons voir les alimentations utilisées pendant les essais et le générateur de signaux pour piloter les Kepco en source de tension en générant la forme d'onde du signal de commande adaptée pour l'injection de courant, ainsi que les fibres optiques utilisées pour faire la connexion entre l'ordinateur et le générateur de signal. Nous devons souligner que le générateur de signal a été piloté à distance (à partir de la salle de contrôle/commande) au moyen d'un ordinateur. Cet ordinateur et le générateur communiquaient par le protocole TCP/IP. Pour des questions de



sécurité (isoler le hall d'essai de la salle de contrôle commande), la liaison entre les dispositifs a été réalisée par des fibres optiques.



a) Dispositif de Prefluxing



b) Connectique entre les sources Kepcos Amplifier



c) Adaptateur RJ45/Fibre Optique

Figure II-20 Dispositif de Prefluxing utilisé pour magnétiser le transformateur

### II.3.2.2. Transformateur triphasé

Le transformateur triphasé retenu pour les essais est un transformateur Schneider, triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400 kVA. Les caractéristiques électriques nominales du transformateur sont résumées dans le Tableau II-3 et des vues du transformateur, notamment pour partie décuvé,

sont présentées en Figure II-21. La valeur du courant BT à vide a été estimée en tenant compte du rapport de transformation du transformateur et la valeur du courant HT à vide a été déduite des mesures des enclenchements du transformateur.

$S_{\text{ nominale}}$ (kVA)	$V_{\text{ HT}}$ (kV <sub>RMS</sub> )	$V_{\text{ BT}}$ (V <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ HT en charge}}$ (A <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ BT en charge}}$ (A <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ HT à vide}}$ (mA <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ BT à vide}}$ (A <sub>RMS</sub> )	$\Phi_{\text{ HT}}$ (Wb <sub>RMS</sub> )	$\Phi_{\text{ BT}}$ (Wb <sub>RMS</sub> )
<b>400</b>	20	410	15	563	71	<b>6</b>	67,5	0,8

Tableau II-3 Caractéristiques nominales du transformateur retenu pour les essais



a) Vue externe du transformateur



b) Vue du circuit magnétique et des bobinages du transformateur.

Figure II-21 Transformateur triphasé retenu pour les essais

### II.3.2.3. Systèmes de mesures électriques

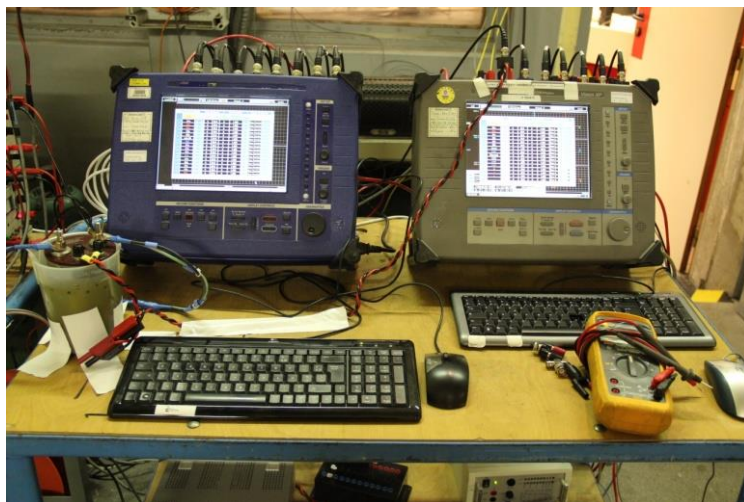
Les signaux électriques à mesurer pendant l'exécution des essais sont les tensions secondaires du transformateur (côté Y) et le courant quasi statique injecté entre deux phases du côté Y du transformateur.

Les mesures des tensions secondaires du transformateur (côté Y) vont nous permettre de remonter à la valeur du flux qui circule dans le circuit magnétique situé au milieu de l'enroulement concerné, pendant l'injection du courant de magnétisation, de même qu'à l'estimation de la valeur du flux rémanent final après l'opération de magnétisation du transformateur.

Ces valeurs de flux sont obtenues à partir de la méthode de l'intégration de la tension mesurée au secondaire du transformateur et à laquelle est retranchée la chute de tension de l'enroulement, comme expliqué au §II.1.1.2. Ces mesures sont toujours effectuées avec la chaîne d'acquisition de marque Nicolet [NIC], dont les caractéristiques ont été énoncées au §II.2.1.4. Les mesures de tension sont toujours récupérées directement aux bornes des bobines du transformateur.

Une autre mesure très importante est le courant quasi statique injecté entre deux phases du côté Y du transformateur, elle nous permettra de vérifier que nous avons bien injecté le courant quasi statique. Si l'on souhaite utiliser le même système de mesure pour acquérir les courants d'enclenchement, le système de mesure du courant doit présenter une bande passante du DC jusqu'à quelques kHz et une gamme qui puisse mesurer des valeurs de courant qui vont jusqu'à 5 fois le courant magnétisant du transformateur. Pour les mêmes raisons citées précédemment au §II.2.1.4, nous avons encore utilisé un shunt pour faire la mesure du courant. Cette fois nous avons utilisé un shunt de précision de 10mΩ.

Les Figures II-22 a et b montrent respectivement le système d'acquisition des tensions et le shunt utilisé pendant les essais.



a) Systèmes d'acquisition Vision



b) Shunt de précision

Figure II-22 Systèmes de mesures électriques utilisés pendant les essais.

### II.3.3. Résultats obtenus

Comme évoqué au §II.1.1, il nous faut déterminer la valeur du courant  $I_{\max}$  du transformateur.

Pour ce faire, nous avons injecté des courants à très faible fréquence et différents niveaux d'amplitude entre deux phases du côté Y du transformateur, plus précisément les phases « 1 » et « 3 ». Pour l'obtention du flux, nous avons traité la tension mesurée aux bornes des phases « 1 » et « 3 » du côté Y du transformateur pendant l'injection des courants, en tenant compte des chutes ohmiques. La Figure II-23 et le Tableau II-4 montrent respectivement les signaux des courants quasi statiques qui ont été injectés dans le secondaire



du transformateur et les valeurs positive et négative de flux rémanent obtenues pour chaque niveau de courant.

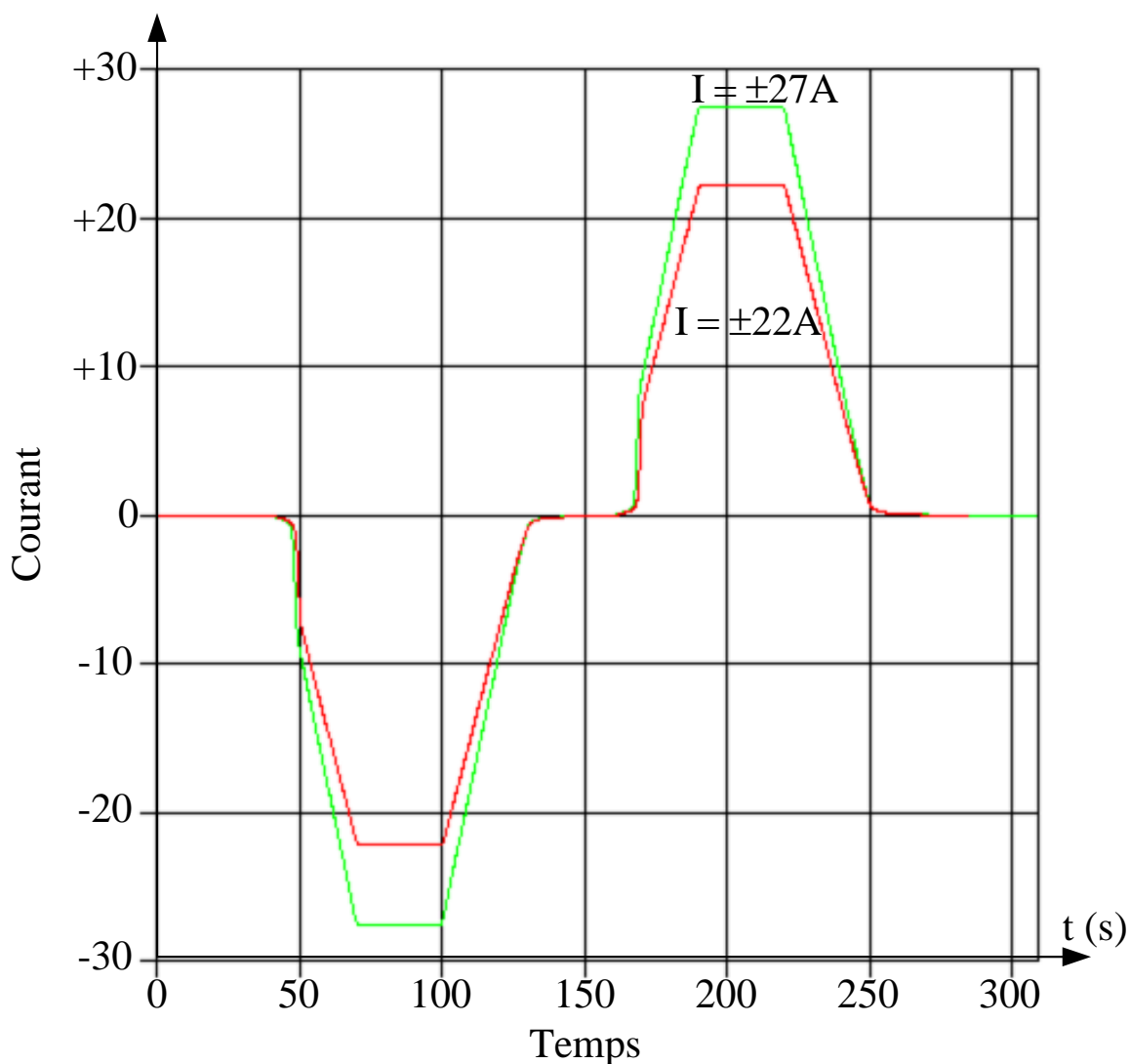


Figure II-23 Exemple de courant injecté entre les phases « 1 » et « 3 » du transformateur

Amplitude maximale du courant quasi statique injecté (A)	Phase 1		Phase 2		Phase 3	
	$\Phi_{r\text{positif}}$ mesuré (p.u. du flux nominal)	$\Phi_{r\text{négatif}}$ mesuré (p.u. du flux nominal)	$\Phi_{r\text{positif}}$ mesuré (p.u. du flux nominal)	$\Phi_{r\text{négatif}}$ mesuré (p.u. du flux nominal)	$\Phi_{r\text{positif}}$ mesuré (p.u. du flux nominal)	$\Phi_{r\text{négatif}}$ mesuré (p.u. du flux nominal)
±0,15	-0,015	0,015	0,001	-0,001	0,013	-0,013
±0,70	-0,357	0,357	0,018	-0,018	0,339	-0,339
±1,30	-0,473	0,473	0,019	-0,019	0,446	-0,446
±2,00	-0,527	0,527	0,024	-0,024	0,491	-0,491
±5,00	-0,598	0,598	0,021	-0,021	0,571	-0,571
±8,00	-0,616	0,616	0,013	-0,013	0,598	-0,598

$\pm 11,00$	-0,634	0,634	0,008	-0,008	0,625	-0,625
$\pm 14,00$	-0,643	0,643	0,004	-0,004	0,634	-0,634
$\pm 17,00$	-0,679	0,679	0,012	-0,012	0,679	-0,679
$\pm 22,00$	-0,688	0,688	0,004	-0,004	0,688	-0,688
$\pm 27,00$	-0,696	0,696	0,003	-0,003	0,696	-0,696

**Tableau II-4 Valeurs positive et négative du flux rémanent obtenus pour chaque niveau de courant quasi statique injecté dans le primaire du transformateur**

Dans le Tableau II-4, conformément à la littérature [TAY-12.2], nous pouvons constater que, lorsque le courant de très faible fréquence est injecté entre deux phases du côté Y du transformateur, des flux magnétiques dans les jambes du circuit magnétique sont générés. Les flux circulent dans les jambes qui correspondent aux phases alimentées (dans notre cas d'application les phases « 1 » et « 3 »). Ils sont égaux et opposés. En revanche, le flux qui circule dans la jambe qui correspond à la phase non alimentée est nul (dans notre cas d'application la phase « 2 »).

A partir du Tableau II-4, nous pouvons aussi constater que pour des valeurs maximales de courant comprises entre  $\pm 0,15A$  et  $\pm 8,0A$ , les valeurs positive et négative de flux rémanent de chacune des phases varient « beaucoup » pour chaque niveau de courant quasi statique injecté, ce qui nous prouve que les jambes du circuit magnétique décrivent différents cycles d'hystérésis avant d'atteindre le cycle majeur de la courbe d'hystérésis.

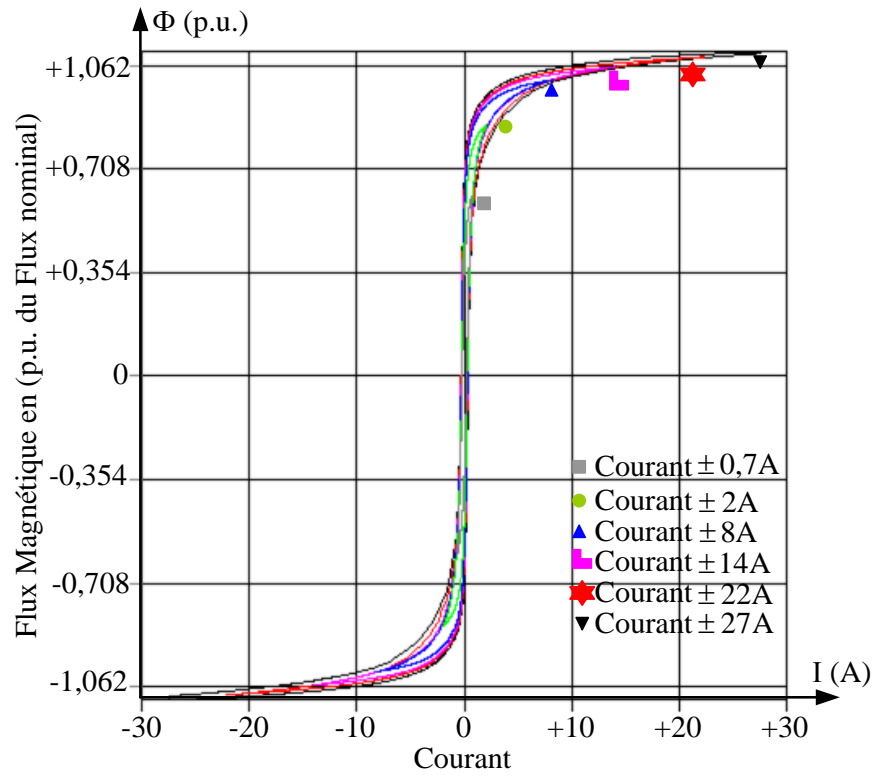
Toujours grâce au Tableau II-4, nous pouvons une fois de plus constater que le courant à vide du transformateur, qui vaut  $6 A_{RMS}$  (valeur estimée), est presque suffisamment fort pour amener le circuit magnétique à décrire son cycle majeur d'hystérésis. Cette affirmation est appuyée par le fait que la différence entre les valeurs positive et négative de flux rémanent obtenues pour des courants de 8A et 27A est de 0,09 p.u. du flux nominal ce qui correspond à 11% du maximum flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre.

Ainsi, nous voyons à nouveau qu'un des avantages de cette nouvelle stratégie de Prefluxing est qu'une faible intensité de courant quasi statique peut magnétiser le circuit magnétique du transformateur.

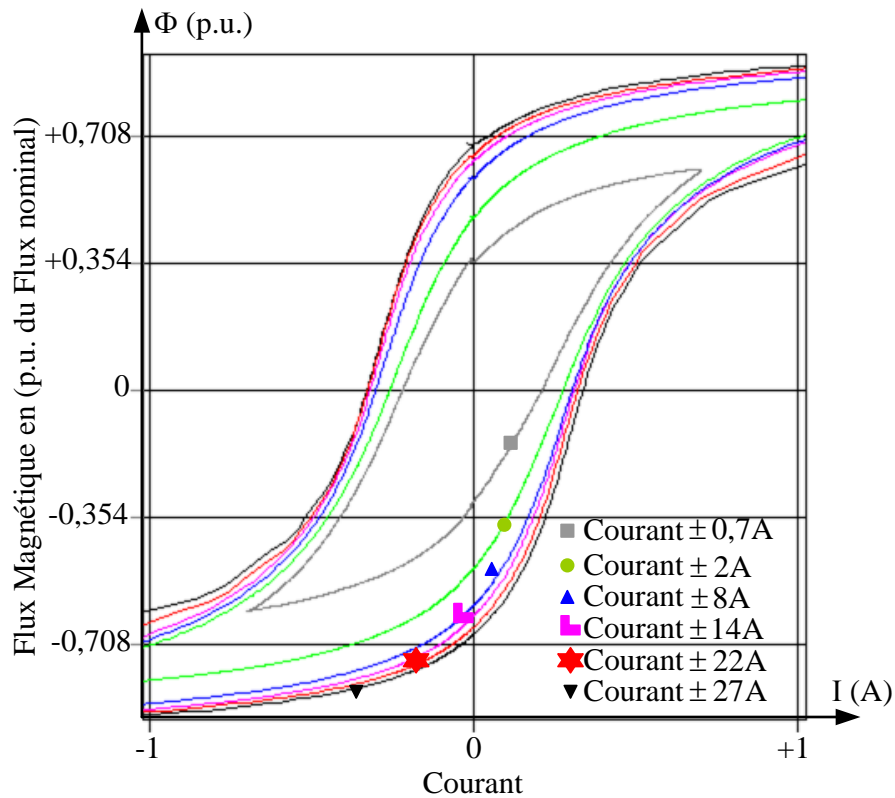
Comme nous l'avons montré au §II.3.2.3, notre source de courant était limitée à 30 A. Pour cette raison, nous n'avons pas pu injecté un courant quasi statique 5 fois plus grand que le courant à vide du transformateur, estimé à  $6A_{RMS}$ . En revanche, en fonction des résultats obtenus, nous pouvons supposer que pour des valeurs maximum de courant égales ou supérieures à 22A, le circuit magnétique au niveau de l'enroulement d'injection est bien en train de décrire le cycle majeur de la courbe, parce que les valeurs positive et négative de flux rémanent sont toujours les mêmes.

Alors, pour ce transformateur triphasé, nous pouvons dire que les valeurs maximale et minimale de flux rémanent valent  $\pm 0,70$  p.u. du flux nominal.

La Figure II-24 montre les différents cycles d'hystérésis décrits par la jambe du circuit magnétique qui correspond à la phase « 1 » du transformateur.



a) Vue globale du cycle



b) Vue zoomée du cycle

Figure II-24 Courbes « Flux vs I » décrites par la jambe du circuit magnétique qui correspond à la phase « 1 » du transformateur pour différentes valeurs de courant quasi statique injecté.

Une fois la valeur du courant quasi statique maximale déterminée, nous pouvons passer à l'étape de magnétisation du circuit magnétique.

Cette étape consiste en injecter dans le côté Y du transformateur (entre les phases « 1 » et « 3 ») la demi alternance positive ou négative du courant quasi statique avec une amplitude d'au moins  $\pm 22A$ . A la fin de ce procédé, nous sommes sûrs que les valeurs de flux rémanent imposés dans le circuit magnétique valent respectivement -0,70, 0 et +0,70 p.u. du flux nominal pour les phases « 1 », « 2 » et « 3 », si le courant est positif ou +0,70, 0 et -0,70 du flux nominal pour les phases « 1 », « 2 » et « 3 », si le courant est négatif.

Comme nous l'avons dit précédemment au §II.3.2, à cause de la disponibilité de l'station d'essais, nous n'avons pas pu passer à l'étape suivante, à savoir l'enclenchement contrôlé du transformateur, qui est la dernière étape de la nouvelle stratégie de Prefluxing. Cependant, dans « l'annexe A » adjoint à ce chapitre, nous allons présenter tout de même avec des simulations les résultats que nous pensons pouvoir effectivement obtenir lors de la fermeture simultanée des pôles du disjoncteur. Nous allons tout d'abord proposer une approche analytique et ensuite la comparer à une simulation réalisée avec le logiciel EMTP. Soulignons que les résultats obtenus par la simulation sont plutôt positifs et que l'instant d'enclenchement idéale pour notre transformateur ( $\Delta$ -Y de 400kVA) après une opération du dispositif de Prefluxing, correspond à l'instant où les phases des tensions 1, 2 et 3 valent respectivement  $330^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $210^\circ$ . De plus, cet angle est cohérent avec la littérature [TAY-12.2] ce qui renforce la validité de notre simulation.

#### ***II.4. Conclusion: avantages et inconvénients de la nouvelle stratégie de Prefluxing***

Dans ce chapitre nous avons présenté la nouvelle stratégie de Prefluxing avec son dispositif associé, ainsi que son application à des transformateurs monophasé et triphasé.

En résumé, le principe de la nouvelle stratégie de Prefluxing consiste à magnétiser le circuit magnétique du transformateur (monophasé ou triphasé) avec une valeur de flux rémanent spécifique, qui est la valeur maximale ou minimale de flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre, lorsque le transformateur est hors tension. Une fois que cette première étape est finie, nous pouvons passer à la deuxième étape qui consiste en enclencher le transformateur au réseau de façon à éliminer les courants d'appels.

Nous devons rappeler que l'opération de magnétisation du circuit magnétique du transformateur est faite par un dispositif composée d'une simple source de courant (ou de tension), lorsque le transformateur est hors tension. En triphasé, l'enclenchement correspond à la « fermeture simultanée des pôles du disjoncteur ».

Le principal désavantage de la nouvelle stratégie de Prefluxing est qu'elle doit se dérouler en deux étapes distinctes : il faut tout d'abord mettre en œuvre le dispositif de Prefluxing et le déconnecter avant mise sous tension du transformateur. Le dispositif n'étant ni disponible sur site actuellement ni automatisé, cette mise en œuvre nécessite un coût en temps qui peut ne pas être négligeable. En effet, il faut déconnecter le transformateur du réseau, connecter le dispositif de Prefluxing au transformateur, exécuter la magnétisation du circuit magnétique du transformateur, déconnecter le dispositif de prefluxing du transformateur, reconnecter le transformateur au réseau et enfin, faire la mise sous tension du transformateur. Si le transformateur est de grande puissance, la complexité et le temps pour

mettre en place la stratégie augmente exponentiellement. Par contre, si l'installation du poste électrique est déjà préparée pour l'application de la stratégie, la mise sous tension du transformateur peut se passer en quelques minutes.

Le principal avantage de la nouvelle stratégie de Prefluxing est qu'elle permet la maîtrise parfaite des valeurs de flux rémanent présents dans les jambes du circuit magnétique du transformateur avant son enclenchement, ce qui nous permet l'élimination définitive du courant d'appel dans le cas d'un transformateur monophasé et la minimisation du courant d'appel dans le cas d'un transformateur triphasé (voir l'annexe A).

Un autre point positif de la stratégie est que le dispositif de Prefluxing est simple et que pour le dimensionner, nous n'avons besoin que de la valeur du courant magnétisant du transformateur et de la valeur de la résistance d'enroulement des bobine(s) qui sont alimentée(s) par le dispositif de Prefluxing. Ces valeurs sont généralement fournies par le client ou par le fabricant du transformateur, ce qui augmente la fiabilité du dimensionnement du dispositif de Prefluxing. Un autre point fort du dispositif de Prefluxing est qu'une source de courant de très faible puissance est en mesure de magnétiser des transformateurs de grande puissance, comme nous l'avons montré pour le cas d'application pour le transformateur triphasé, où une source de courant de 600W a été capable de magnétiser un transformateur triphasé de 400kVA.

Pour conclure sur ce chapitre II, nous pouvons affirmer que nous avons réussi à améliorer la stratégie de Prefluxing standard, ainsi que son dispositif de Prefluxing associé, sur tous ses axes d'amélioration possibles. Ceci nous a emmenés à une nouvelle méthode de Prefluxing beaucoup plus fiable et efficace.

Dans le cas monophasé, on peut contrôler la valeur du flux rémanent précisément et du coup enclencher avec la valeur adaptée de tension, de façon à éliminer complètement les transitoires. Dans la méthode standard, la valeur de flux rémanent est seulement supposée autour de  $\pm 0,87$  p.u. et l'angle d'enclenchement toujours le même ( $210^\circ$  ou  $330^\circ$ ), ce qui conduit forcément à un transitoire.

Pour le triphasé, nous n'avons pas pu dérouler le procédé jusqu'à la fin de la stratégie de Prefluxing, plus précisément nous n'avons pas pu expérimenter l'enclenchement contrôlé du transformateur. En revanche, nous sommes sûrs d'avoir imposé au circuit magnétique sont flux rémanent maximum ou minimum, en connaissant la valeur exacte. Nous devons souligner que, dans l'annexe A, des simulations (analytiques et numériques) ont été faites afin de montrer que nous pouvons nous servir de ces valeurs connues des flux rémanents pour enclencher le transformateur de façon à minimiser le courant d'appel. Les résultats sont plutôt positifs et cohérents avec la méthode proposée en [TAY-11.2].

# Annexe



## Annexe A : Simulation de l'enclenchement contrôlé du notre transformateur triphasé suite à une opération du dispositif de Prefluxing

Dans cette annexe, nous allons présenter les résultats obtenus lorsque nous avons simulé l'enclenchement contrôlé du notre transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y de 400kVA, suite à une opération du dispositif de Prefluxing.

L'objectif de cette simulation est de pouvoir montrer les résultats que nous pensons pouvoir effectivement obtenir lors de la fermeture simultanée des pôles du disjoncteur.

Pour cela, nous allons nous servir d'une approche analytique et des simulations EMTF qui seront présentées par la suite dans cette annexe.

### A.1. Approche analytique de l'équation du flux pour un transformateur triphasé

Comme les paragraphes suivants se basent sur le modèle analytique de l'équation de flux pour un transformateur triphasé qui est alimenté de son côté en triangle ( $\Delta$ ), ce paragraphe sera dédié à la présentation d'une telle l'approche.

Lors de la fermeture brusque des pôles du disjoncteur, une tension supposée purement sinusoïdale est imposée aux bornes du transformateur. L'équation temporelle qui décrit le comportement de la tension à ce moment, est donnée par l'équation (A.2) ci-dessous.

$$\begin{aligned} U_{12\text{RMS}}\sqrt{2}\sin(\omega t + 0^\circ + \alpha) &= R_{t1} i_1(t) + L_{p11} \frac{di_1(t)}{dt} + M_{21} \frac{di_2(t)}{dt} + M_{31} \frac{di_3(t)}{dt} \\ U_{23\text{RMS}}\sqrt{2}\sin(\omega t + 120^\circ + \alpha) &= R_{t2} i_2(t) + L_{p22} \frac{di_1(t)}{dt} + M_{12} \frac{di_2(t)}{dt} + M_{32} \frac{di_3(t)}{dt} \quad (\text{A.2}) \\ U_{31\text{RMS}}\sqrt{2}\sin(\omega t + 240^\circ + \alpha) &= R_{t3} i_3(t) + L_{p33} \frac{di_1(t)}{dt} + M_{13} \frac{di_2(t)}{dt} + M_{23} \frac{di_3(t)}{dt} \end{aligned}$$

Où :

- $V_{\text{RMS}}$  en (V) est la valeur efficace de la tension composée appliquée aux bornes du transformateur
- $\omega$  en (rad/s) est la pulsation de la tension appliquée aux bornes du transformateur
- $\alpha$  en (rad) est l'angle qui correspond à l'instant de fermeture des pôles du disjoncteur
- $R_t$  en ( $\Omega$ ) est la résistance totale par phase du circuit électrique y compris de la ligne de transmission et la bobine du transformateur.
- $i(t)$  en (A) est le courant instantané qui circule dans les bobines du transformateur.
- $L_p$  en (H) est l'inductance propre de chaque bobine du transformateur.
- $M$  en (H) est l'inductance mutuelle entre les bobines du transformateur



Pour résoudre l'équation (A.2), certaines hypothèses sont nécessaires. Elles sont résumées dans les équations (A.3), (A.4), (A.5) et (A.6) qui suivent.

En effet, les équations (A.3), (A.4), (A.5), supposent respectivement que les inductances mutuelles sont égales, que pendant l'enclenchement les tensions sont toujours triphasées équilibrées et que la relation entre flux et courant est linéaire, faits qui introduisent des erreurs dans notre approche analytique, car ces hypothèses ne sont pas vraies tout le temps. Ainsi cette approche n'est pas la réalité, mais une approximation.

$$\begin{aligned} M_{21} &= M_{31} = M_{eq} \\ M_{12} &= M_{32} = M_{eq} \\ M_{13} &= M_{23} = M_{eq} \end{aligned} \quad (A.3)$$

Où :

- $M_{eq}$  en (H) est l'inductance mutuelle équivalente.

$$\begin{aligned} i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) &= i_h(t) = 0 \\ \therefore i_1(t) &= -i_2(t) - i_3(t) \end{aligned} \quad (A.4)$$

Où :

- $i_h(t)$  en (A) est le courant homopolaire présent dans le système triphasé lors de l'enclenchement qui dans cette approche ne sera pas pris en compte.

$$\Phi(t) = L_{transfo} i(t) \quad (A.5)$$

Où :

- $L_{transfo}$  en (H) est l'inductance globale par phase du transformateur comprenant les inductances propre, mutuelle et de fuite du transformateur.

L'équation (A.6) décrit qu'à l'instant initial ( $t=0$ ) un flux rémanent ( $\Phi_r$ ) est présent dans le circuit magnétique, qu'il est non nul et peut être autant positif que négatif.

$$\Phi_{1,2,3}(t=0) = \Phi_{r_{1,2,3}} \quad (A.6)$$

Où :

- $\Phi_r$  en (Wb) est la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique juste avant l'enclenchement du transformateur.

En tenant compte des équations (A.3), (A.4), (A.5) et (A.6), nous pouvons résoudre l'équation (A.2).

Ainsi, nous arrivons à l'équation temporelle du flux pour un transformateur triphasé, équation (A.7).

$$\Phi_1(t) = -\frac{U_{12RMS}\sqrt{2}}{N\omega} \cos(\omega t + 0^\circ + \alpha) + \left[ \left( \frac{U_{12RMS}\sqrt{2}}{N_1\omega} \cos(\alpha + 0^\circ) \right) + (\Phi_{r_1}) \right] e^{-\frac{R_{t1}}{L_{t1}}t} \quad (A.7)$$

$$\Phi_2(t) = -\frac{U_{23\text{RMS}}\sqrt{2}}{N\omega} \cos(\omega t + 120^\circ + \alpha) + \left[ \left( \frac{U_{23\text{RMS}}\sqrt{2}}{N_{2\omega}} \cos(\alpha + 120^\circ) \right) + (\Phi_{r2}) \right] e^{-\frac{R_{l2}}{L_{l2}}t}$$

$$\Phi_3(t) = -\frac{U_{31\text{RMS}}\sqrt{2}}{N\omega} \cos(\omega t + 240^\circ + \alpha) + \left[ \left( \frac{U_{31\text{RMS}}\sqrt{2}}{N_{3\omega}} \cos(\alpha + 240^\circ) \right) + (\Phi_{r3}) \right] e^{-\frac{R_{l3}}{L_{l3}}t}$$

Ou encore :

$$\begin{aligned} \Phi_1(t) &= -\Phi_{n1} \cos(\omega t + 0^\circ + \alpha) + [(\Phi_{n1} \cos(\alpha + 0^\circ)) + (\Phi_{r1})] e^{-\frac{t}{\tau_1}} \\ \Phi_2(t) &= -\Phi_{n2} \cos(\omega t + 120^\circ + \alpha) + [(\Phi_{n2} \cos(\alpha + 120^\circ)) + (\Phi_{r2})] e^{-\frac{t}{\tau_2}} \\ \Phi_3(t) &= -\Phi_{n3} \cos(\omega t + 240^\circ + \alpha) + [(\Phi_{n3} \cos(\alpha + 240^\circ)) + (\Phi_{r3})] e^{-\frac{t}{\tau_3}} \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Avec :

$$\Phi_{n1,2,3} = \frac{U_{12,23,31\text{RMS}}\sqrt{2}}{N\omega} \quad \text{et} \quad \tau_{1,2,3} = \frac{L_{t1,2,3}}{R_{t1,2,3}} \quad (\text{A.8})$$

Où :

- $\Phi_n$  en (Wb) est le flux crête du transformateur.
- $\Phi_r$  en (Wb) est le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur juste avant son enclenchement.
- $L_t$  en (H) est l'inductance totale du circuit électrique y compris l'inductance du transformateur ( $L_{\text{transfo}}$ ) et l'inductance du réseau (inductance des lignes et du générateur).
- $\tau$  en (s) est la constante d'amortissement.

Une nouvelle fois, nous arrivons à la conclusion que le flux magnétique qui circule dans le circuit magnétique d'un transformateur triphasé, lors de sa réalimentation brusque à vide, peut se décomposer en deux parties distinctes :

- La première qui est composée d'un régime permanent.
- La deuxième qui est composée d'un régime transitoire (apériodique).

Les équations (A.9) et (A.10) ci-dessous correspondent respectivement aux flux observés en régimes permanent et transitoire.

$$\Phi_{1\text{permanent}}(t) = -\Phi_{n1} \cos(\omega t + \alpha + 0^\circ) \quad (\text{A.9})$$

$$\Phi_{2\text{permanent}}(t) = -\Phi_{n2} \cos(\omega t + \alpha + 120^\circ)$$

$$\begin{aligned}
 \Phi_{3 \text{ permanent}}(t) &= -\Phi_{n3} \cos(\omega t + \alpha + 240^\circ) \\
 \Phi_{1 \text{ transitoire}}(t) &= [(\Phi_{n1} \cos(\alpha + 0^\circ)) + (\Phi_{r1})] e^{-\frac{t}{\tau_1}} \\
 \Phi_{2 \text{ transitoire}}(t) &= [(\Phi_{n2} \cos(\alpha + 120^\circ)) + (\Phi_{r2})] e^{-\frac{t}{\tau_2}} \\
 \Phi_{3 \text{ transitoire}}(t) &= [(\Phi_{n3} \cos(\alpha + 240^\circ)) + (\Phi_{r3})] e^{-\frac{t}{\tau_3}}
 \end{aligned} \tag{A.10}$$

A partir de cette approche, nous pouvons toujours calculer un instant de fermeture optimal pour chacune des phases (l'instant capable d'éliminer complètement le courant d'appel et le transitoire associé) pour chaque valeur de flux rémanent. Cet instant optimal peut être calculé en annulant le terme transitoire de l'équation (A.10), une fois que la valeur de flux rémanent est bien maîtrisée. Le résultat de cette opération est l'équation (A.11) montrée ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 \alpha_{1 \text{ optimal}} &= \cos^{-1} \left( \frac{-\Phi_{r1}}{\Phi_{n1}} \right) \\
 \alpha_{2 \text{ optimal}} + 120^\circ &= \cos^{-1} \left( \frac{-\Phi_{r2}}{\Phi_{n2}} \right) \\
 \alpha_{3 \text{ optimal}} + 240^\circ &= \cos^{-1} \left( \frac{-\Phi_{r3}}{\Phi_{n3}} \right)
 \end{aligned} \tag{A.11}$$

Notre application concerne un transformateur triphasé que l'on va enclencher côté triangle. Par conséquence, on ne peut pas enclencher indépendamment les phases : il faut choisir un seul instant d'enclenchement. Dans la suite, nous allons donc uniquement nous intéresser à la fermeture simultanée des 3 pôles.

On comprend alors d'après (A.11) l'utilité du Prefluxing. On constate en effet que si les flux rémanents du circuit sont très éloignés des flux présents dans le transformateur lors de son fonctionnement nominal à vide à un instant donné, il va être très difficile de choisir un seul instant optimal pour les 3 phases en même temps.

Le Prefluxing va nous permettre de corriger cela en venant placer le circuit magnétique dans un état d'aimantation se rapprochant au mieux de ces flux nominaux à vide. Dans notre exemple, nous allons voir que l'on ne peut pas être exactement sur ces points du flux, ce qui fait qu'en toute rigueur, nous aurons toujours 3 instants optimaux différents, mais le Prefluxing va nous permettre de rapprocher ces instants entre eux. Il nous faudra ensuite choisir celui des 3 instants d'enclenchement qui limite au mieux les courants d'appel.

## A.2. Fermeture Simultanée des pôles du disjoncteur

Dans ce type de fermeture les trois pôles du disjoncteur sont fermés au même instant, ce qui nous oblige à choisir un instant de fermeture « unique » pour les trois phases, de

préférence un instant qui puisse minimiser le plus possible le courant d'appel sur les trois phases, lors d'un enclenchement. Comme expliqué ci-dessus, nous allons utiliser le Prefluxing pour conférer au circuit un état magnétique spécifique permettant de choisir le meilleur instant de fermeture « unique ».

Pour notre transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y de 400kVA, nous allons tout d'abord appliquer au circuit magnétique des valeurs de flux rémanent valant respectivement -0,7 ; 0 ; et +0,7 p.u. du flux nominal pour les phases « 1 », « 2 » et « 3 ». Nous sommes arrivés à la conclusion que l'instant de fermeture « unique » à choisir dans ce cas correspond au moment où les angles pour les tensions dans les phases « 1 », « 2 » et « 3 » sont respectivement à  $330^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $210^\circ$ . Ces angles sont forcément décalés de  $120^\circ$  en triphasé. En suivant le même raisonnement, pour le cas opposé, où les flux rémanents sont respectivement égaux à +0,7, 0 et -0,7 p.u. du flux nominal l'instant de fermeture « unique » correspond aux angles  $150^\circ$ ,  $270^\circ$ ,  $30^\circ$  pour les tensions dans les phases « 1 », « 2 » et « 3 ».

A présent, nous allons expliquer le raisonnement que nous avons suivi pour arriver au choix de ces deux instants de fermeture « unique ».

Dans un transformateur triphasé équilibré, pour un instant où les angles des tensions dans les phases « 1 », « 2 » et « 3 » valent respectivement  $330^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $210^\circ$ , les valeurs de flux imposés dans les enroulements lors du régime permanent à vide valent respectivement 0,86, 0 et +0,86 p.u. du flux nominal (voir Figure A-1). Ainsi, avec ce choix de moment d'enclenchement, on sait que l'on va appliquer des variations de flux au transformateur qui sont les plus proches possibles de celles que suivraient le transformateur s'il était en régime nominal établi.

En effet, le Prefluxing a préalablement imposé au transformateur des valeurs de flux rémanent respectivement de -0,70, 0 et +0,70 p.u. du flux nominal pour les phases « 1 », « 2 » et « 3 », qui sont très proches des valeurs de flux nominales correspondant à -0,86, 0 et +0,86 p.u. du flux nominal. La Figure A-1, ci-dessous illustre la valeur des flux pour cet instant de fermeture. On voit que  $\Phi_{r1} = -0,7$  pu correspond à  $\alpha_{1opt} = 315^\circ$ ,  $\Phi_{r2} = 0$  pu correspond à  $\alpha_{2opt} = 330^\circ$  et  $\Phi_{r3} = +0,7$  pu correspond à  $\alpha_{3opt} = 345^\circ$ . Les 3 angles optimaux sont donc décalés de  $15^\circ$  pour notre exemple.

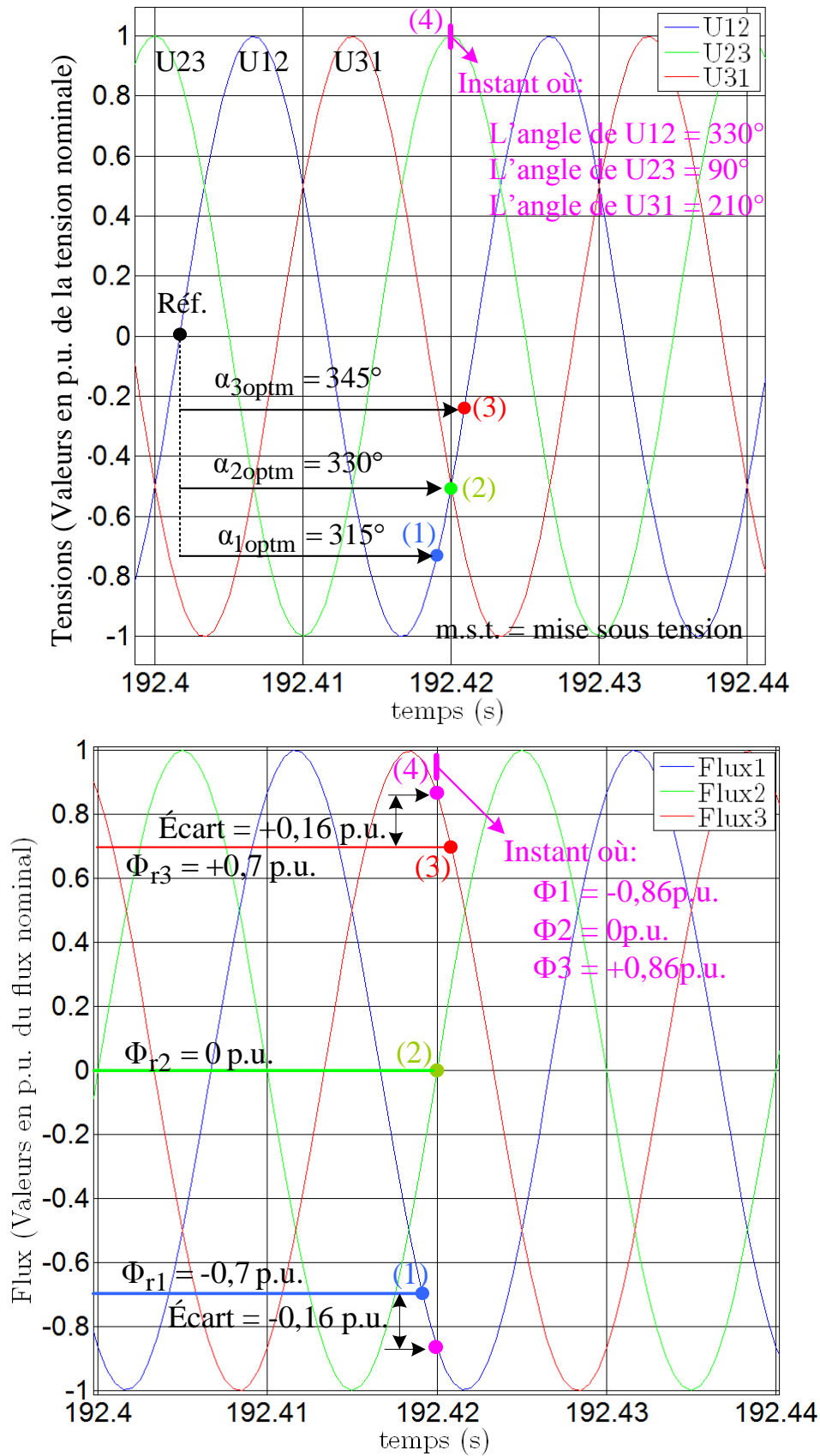


Figure A- 1 Valeurs de flux imposés aux phases « 1 », « 2 » et « 3 », lorsque le transformateur est mis sous tension avec un instant de fermeture où les tensions dans les phases valent respectivement  $330^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $210^\circ$ .

Pour le choix d'instant de fermeture, nous privilégions l'angle de fermeture optimal pour la phase 2, qui est de  $\alpha_{2opt} = 330^\circ$  (obtenu par l'équation (A.11)). Nous allons voir que cela va éliminer le courant d'appel dans cette phase 2. Nous testerons les 2 autres instants optimaux d'enclenchement dans un second temps.

A présent, il nous faut déterminer quel est le transitoire qui va être généré sur les flux dans les phases 1 et 3 par l'écart de 0,16 p.u. de flux nominal imposé à l'enclenchement, entre le flux rémanent réellement présent dans le circuit magnétique après Prefluxing et le flux que verrait le circuit magnétique s'il était en régime permanent à vide.

Pour cela, nous avons appliqué l'équation (A.8) (voir le paragraphe, §II.3.3.1) pour estimer les signaux de flux qui vont circuler dans les jambes du circuit magnétique lors d'un enclenchement avec les caractéristiques que nous avons choisies (répartition de flux rémanent égale à -0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal et angle de fermeture « unique » correspondant aux 3 angles des tensions :  $330^\circ$  ;  $90^\circ$  ;  $210^\circ$ ).

Les équations analytiques de flux et les signaux calculés par ces équations sont respectivement présentés, ci-dessous, dans l'équation (A.12) et dans la Figure A-2.

$$\begin{aligned}\Phi_1(t) &= -\Phi_{n1}\cos(\omega t + 0^\circ + \alpha) + [(\Phi_{n1}\cos(\alpha)) + (\Phi_{r1})]e^{-\frac{t}{\tau_1}} \\ \Phi_2(t) &= -\Phi_{n2}\cos(\omega t + 120^\circ + \alpha) + [(\Phi_{n2}\cos(\alpha + 120^\circ)) + (\Phi_{r2})]e^{-\frac{t}{\tau_2}} \\ \Phi_3(t) &= -\Phi_{n3}\cos(\omega t + 240^\circ + \alpha) + [(\Phi_{n3}\cos(\alpha + 240^\circ)) + (\Phi_{r3})]e^{-\frac{t}{\tau_3}}\end{aligned}\tag{A.12}$$

Avec :

$$\Phi_{n1,2,3} = 1 \text{ p.u. du flux nominal} \quad ; \quad \alpha = 330^\circ \text{ et } \tau_{1,2,3} = 39.95s$$

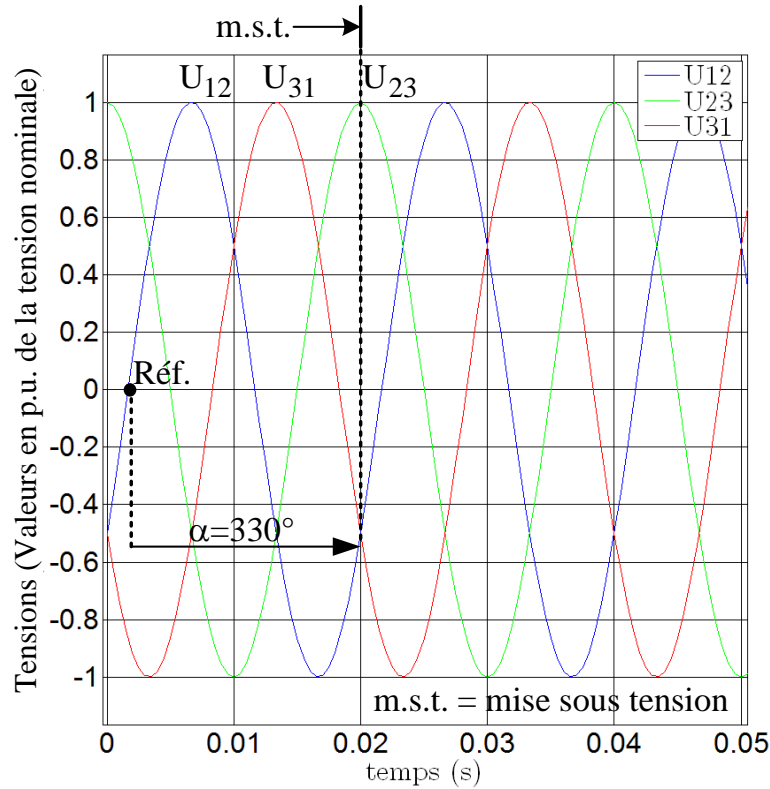
Pour ce calcul, la source d'alimentation et la ligne de transmission (ligne entre le générateur et le transformateur) sont supposées parfaites. Ainsi, la constante d'amortissement ( $\tau$ ) peut être déduite de l'inductance et la résistance du transformateur.

- La résistance calculée vaut  $23\Omega$  et correspond à la résistance de court-circuit du transformateur (obtenue à partir de l'essai en court-circuit).
- L'inductance calculée, supposée linéaire par cette approche analytique, vaut 919H et correspond à l'inductance magnétisante du transformateur (obtenue à partir de l'essai à vide).

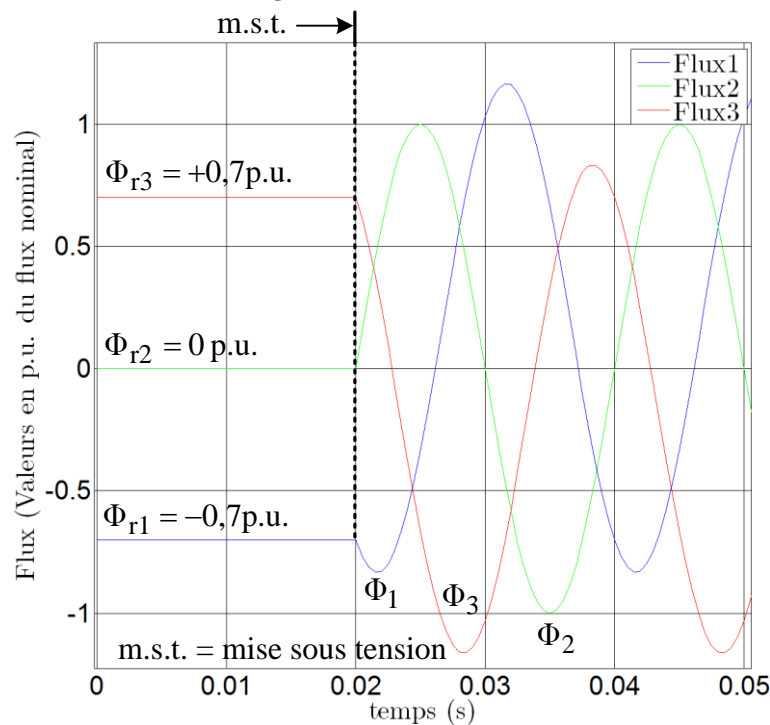
Ainsi, nous arrivons à une constante d'amortissement de 39,95s, qui est énorme et probablement différente de la « vraie » constante d'amortissement. Ce probable écart vient du fait que l'approche analytique considère que l'inductance du transformateur présente un comportement strictement linéaire, ce qui n'est pas vrai.

L'estimation de la vraie constante d'amortissement doit prendre en compte le comportement non linéaire de l'inductance du transformateur ce qui n'est pas facile. Même si cette probable erreur sur la constante d'amortissement affecte directement le comportement transitoire de l'équation du flux, nous allons tout de même nous servir de l'approche

analytique pour étudier l'amplitude maximale des signaux de flux lorsque le transformateur est mis sous tension brusquement avec l'angle choisi ( $\alpha = 330^\circ$ ).



a) Signaux de tensions estimés



b) Signaux de flux estimés

Figure A- 2 Estimation des signaux de flux qui circulent dans les jambes du circuit magnétique lorsque le transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, 400kVA est enclenché avec un temps de fermeture unique (correspondant aux phases :  $330^\circ$  ;  $90^\circ$  ;  $210^\circ$  pour les phases « 1 », « 2 » et « 3 ») qui a été déterminé à partir des valeurs de flux rémanents présents dans les jambes du circuit magnétique après l'étape de magnétisation du transformateur (-0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal) en privilégiant la phase 2.

A partir des signaux de flux calculés sur la figure A-2, nous pouvons constater que le régime transitoire du flux dans la phase « 2 » a été éliminé, ce qui signifie que le courant d'appel est lui aussi éliminé, et que les régimes transitoires des flux dans les phases « 1 » et « 3 » présentent respectivement des valeurs crêtes maximales de +1,12 et -1,12 p.u. du flux nominal. Ces valeurs ne sont a priori pas suffisamment élevées pour emmener le transformateur à la saturation et causer de forts courants d'appel.

Ainsi, nous pouvons estimer que l'instant de fermeture « unique » choisi (correspondant aux angles :  $330^\circ$  pour la tension de la phase « 1 »,  $90^\circ$  pour la phase « 2 » et  $210^\circ$  pour la phase « 3 ») est un très bon instant de fermeture pour le transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, de 400kVA lorsque les flux rémanents dans les jambes du circuit magnétique, avant l'enclenchement, valent -0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal.

Comme nous venons de le voir, notre choix d'instant de fermeture « unique » correspond à l'angle optimal pour la phase 2 dans laquelle le flux rémanent est nul. Une autre stratégie pourrait consister à mettre en adéquation le flux rémanent et le flux du régime permanent à vide sur l'une des deux autres phases, 1 ou 3.

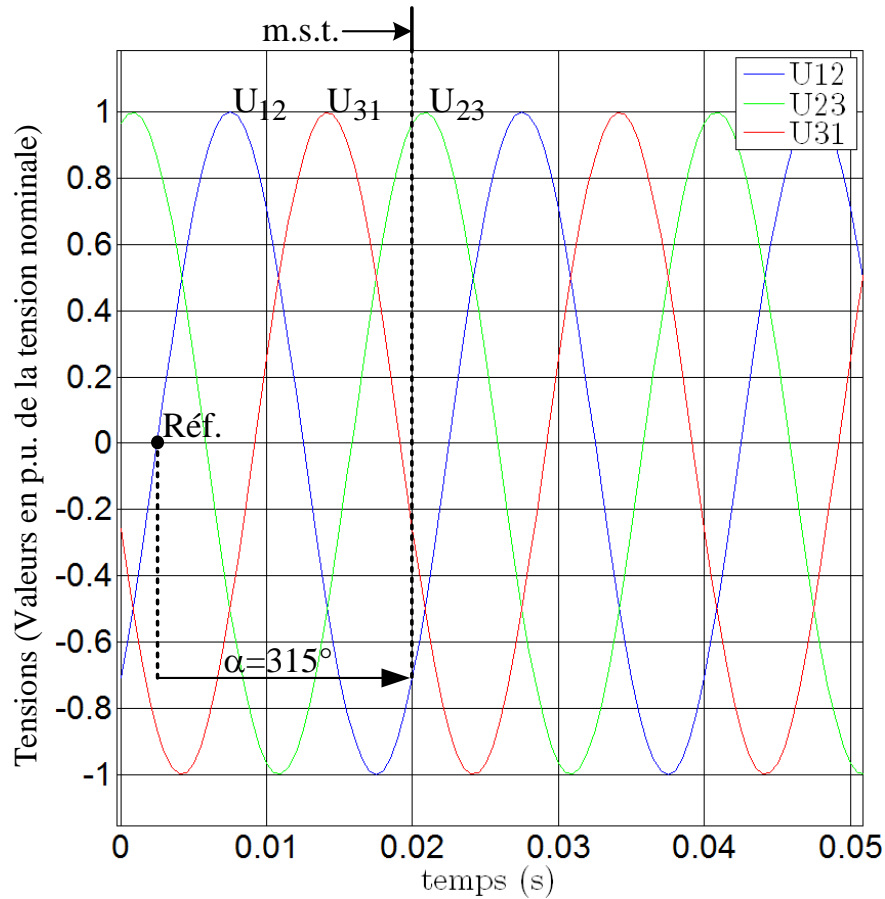
Cela correspond à choisir les deux autres angles optimaux possibles. Pour tester un tel choix, nous avons calculé les signaux de flux qui vont circuler dans les jambes du circuit magnétique du transformateur pour ces deux autres instants de fermeture « uniques » :

1. Répartition de flux rémanent avant l'enclenchement (-0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal) ; l'instant de fermeture « unique » testé (correspondant aux 3 angles :  $315^\circ$  ;  $175^\circ$  ;  $195^\circ$ ), privilégiant la phase « 1 »,  $\alpha_{1opt} = 315^\circ$ .
2. Répartition de flux rémanent avant l'enclenchement (-0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal) ; l'instant de fermeture « unique » testé (correspondant aux 3 angles :  $345^\circ$  ;  $105^\circ$  ;  $225^\circ$ ), privilégiant la phase « 3 »,  $\alpha_{3opt} = 345^\circ$ .

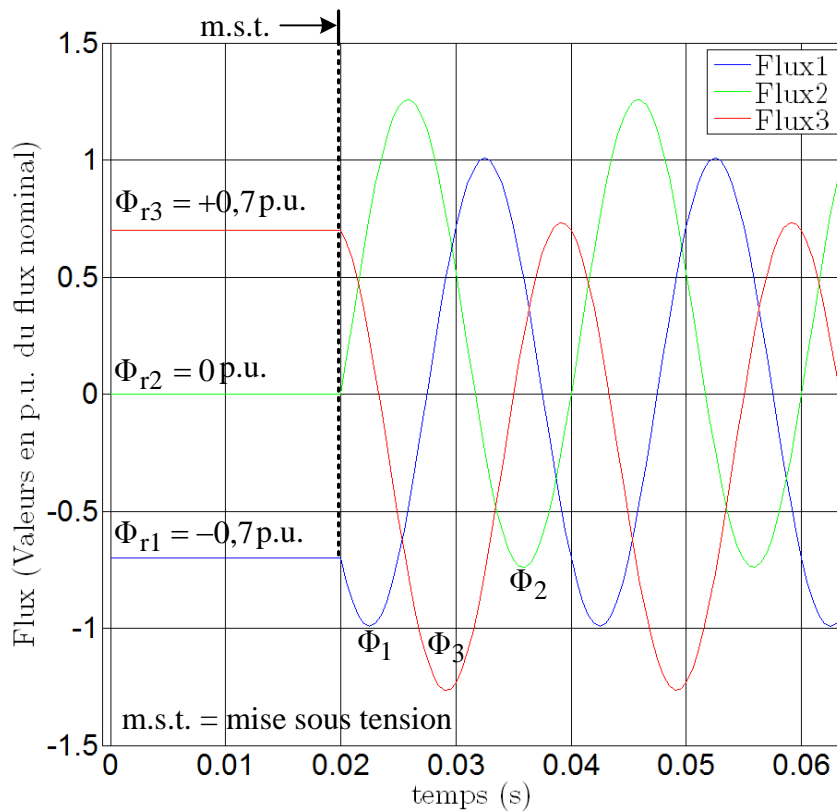
Ces instants de fermeture « unique » 1 et 2 ont été choisis, parce qu'ils sont les instants optimaux de fermeture qui vont éliminer respectivement le courant d'appel dans les phases « 1 » et « 3 ». Cet instant optimal de fermeture d'une phase a toujours été calculé à partir de l'équation (II.12) (§II.3.3.2).

Les signaux de flux calculés pour les instants de fermeture « unique » 1 et 2 sont montrés respectivement sur les Figures A-3 a, b, c et d, ci-dessous.

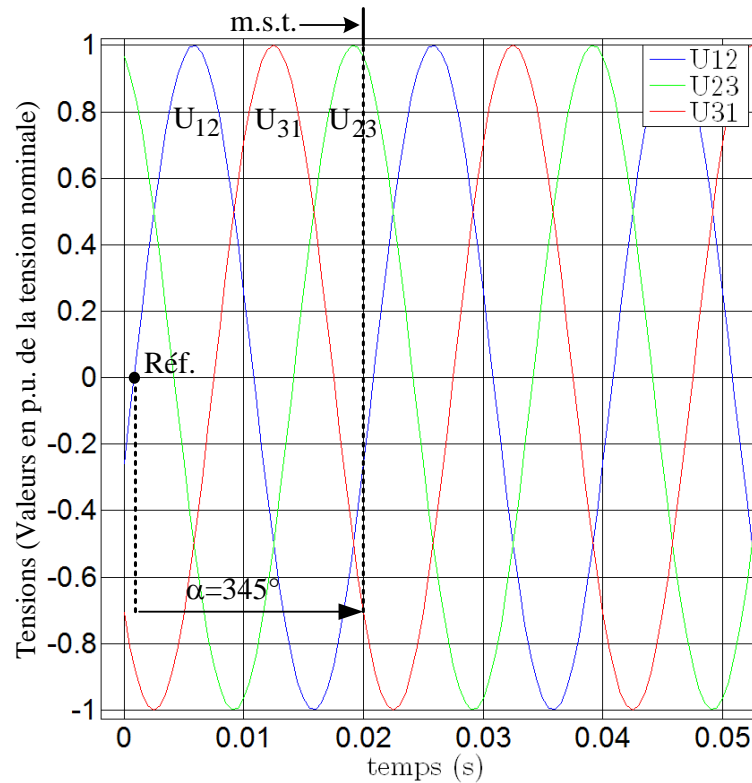




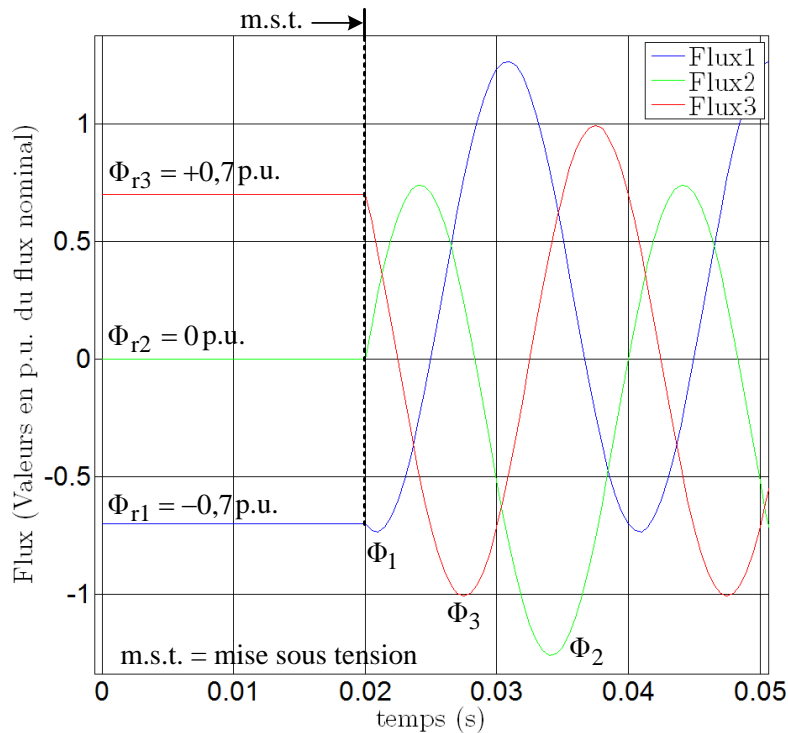
a) Signaux de tensions estimés, instant de fermeture « unique » 1 ( $315^\circ$  ;  $175^\circ$  ;  $195^\circ$ )



b) Signaux de flux estimés, instant de fermeture « unique » 1 ( $315^\circ$  ;  $175^\circ$  ;  $195^\circ$ )



c) Signaux de tensions estimés, instant de fermeture « unique » 2 ( $345^\circ$  ;  $105^\circ$  ;  $225^\circ$ )



d) Signaux de flux estimés, instant de fermeture « unique » 2 ( $345^\circ$  ;  $105^\circ$  ;  $225^\circ$ )

Figure A- 3 Estimation des signaux de flux qui circulent dans les jambes du circuit magnétique lorsque le transformateur triphasé,  $\Delta$ -Y, 400kVA est enclenché avec les instants de fermeture « unique » 1 et 2.

Sur la Figure A-3 b, ci-dessus, nous pouvons constater que le régime transitoire de flux dans la phase « 1 » a été éliminé, et que les régimes transitoires du flux dans les phases « 2 » et « 3 » présentent respectivement des valeurs crêtes maximales de -1,25 et +1,25 p.u. du flux

nominal, ce qui correspond à un transitoire plus grand que précédemment. Pour ce cas, les transitoires de flux observés dans les phases « 2 » et « 3 » sont générés à cause de l'écart de flux existant (+0,26 et -0,26 p.u. du flux nominal) entre le flux rémanent présent dans les jambes du circuit magnétique avant l'enclenchement (-0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal) et les valeurs de flux correspondant au régime permanent à vide à l'instant choisi (-0,7 ; -0,26 ; +0,96 p.u. de flux nominal), correspondant aux 3 angles pour les tensions de (315° ; 75° ; 195°).

Sur la Figure A-3 d, la même chose s'observe mais cette fois sur la phase « 3 » pour l'instant de fermeture « unique » choisi (correspondant aux 3 angles pour les tensions de 345° ; 105° ; 225°).

Pour conclure, pour ce type de fermeture, nous pouvons déterminer un instant de fermeture « unique » capable de minimiser le plus possible le courant d'appel pour les trois phases.

### A.2.1. Simulation EMTP d'une fermeture simultanée des pôles du disjoncteur

Comme nous avons vu dans le paragraphe §II.3.3.2, les signaux de flux qui vont circuler dans les jambes du circuit magnétique lors d'un enclenchement ont été estimés à partir de l'approche théorique présentée dans le paragraphe §II.3.3.1. Sachant que cette approche s'appuie sur des hypothèses qui peuvent introduire des erreurs dans l'estimation des flux, notamment sur la constante d'amortissement, nous avons décidé d'évaluer les flux à nouveau, mais cette fois ci, en utilisant un logiciel de simulation spécifique pour des circuits électriques et qui prend en compte le comportement non linéaire de l'inductance du transformateur. Il s'agit du logiciel EMTP (Electromagnetic Transient Program) qui a été développé par Hydro-Québec, et qui fait l'objet de cette section.

Afin de pouvoir simuler le comportement de ce transformateur triphasé  $\Delta$ -Y de 400kVA en régime transitoire, nous avons identifié ses paramètres à partir des essais à vide et de court-circuit. Les données concernant ces essais sont montrées dans le Tableau A-1 ci-dessous.

Données des essais à vide et de court-circuit	
<b><math>S_n</math> (Puissance Nominale)</b>	400 kVA
<b><math>U_{HT} = U_{10}</math> (Tension Primaire)</b>	20k V <sub>RMS</sub>
<b><math>U_{BT}</math> (Tension Secondaire)</b>	410 V <sub>RMS</sub>
<b><math>m = U_{BT}/U_{HT}</math> (Rapport de transformation)</b>	1/84,49
<b><math>I_{BT} = I_{2cc}</math> (Courant Secondaire de court circuit)</b>	563 A <sub>RMS</sub>
<b><math>U_{1cc}</math> (Tension de Court-Circuit)</b>	4% de $U_{HT}$
<b><math>P_{1cc}</math> (Pertes joule)</b>	4,6 kW
<b><math>P_{10}</math> (Pertes Fer y compris par hystérésis et courant de Foucault)</b>	610 W
<b><math>I_{10}</math> (Courant Primaire à vide)</b>	70 mA <sub>RMS</sub>

Tableau A- 1 Données des essais à vide et de court-circuit du transformateur triphasé  $\Delta$ -Y de 400kVA

A partir de l'essai de court-circuit du transformateur (alimentation côté HT, triangle,  $\Delta$ ), nous pouvons déterminer l'impédance ( $Z_T$ ), la résistance ( $R_T$ ) et la réactance ( $X_T$ ) de sortie ramenées au secondaire du transformateur (côté BT, étoile, Y). La Figure A-4, ci-dessous, montre le schéma unifilaire par phase d'un essai de court-circuit (mesures à réaliser et le circuit équivalent du côté en court-circuit).

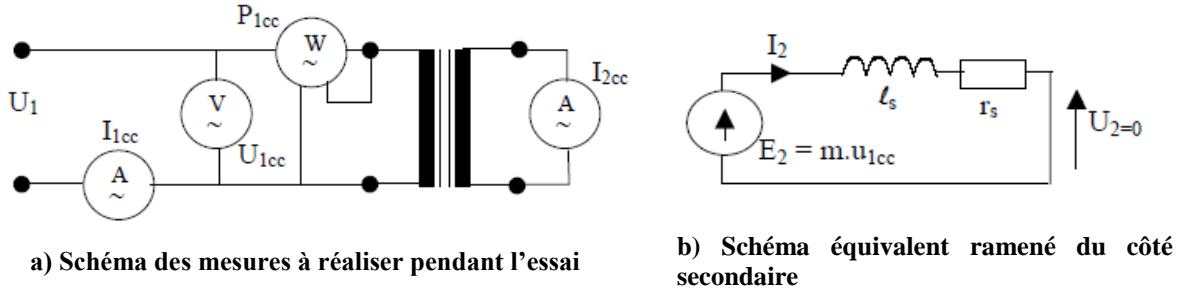


Figure A- 4 Schéma unifilaire par phase des mesures et du circuit électrique équivalent pendant l'essai de court-circuit d'un transformateur

A partir de ce schéma, nous pouvons déduire les relations suivantes, des équations (A-12) à (A.16).

$$Z_T = \frac{mU_{1cc}}{I_{2cc}} ; R_T = \frac{P_{joule}}{3(I_{2cc})^2} ; X_T = \sqrt{(Z_T)^2 - (R_T)^2} \quad (A.12)$$

Soit :

$$Z_T = 16,81 \text{ m}\Omega/\text{phase}; R_T = 4,84 \text{ m}\Omega/\text{phase}; X_T = 16,098 \text{ m}\Omega/\text{phase}$$

Sachant que :

$$R_T = R_{BT} + (m^2)R_{HT} \text{ et } X_T = X_{BT} + (m^2)X_{HT} \quad (A.13)$$

Où :

- $R_{BT}$  est la résistance par phase du côté secondaire du transformateur (Y),
- $R_{HT}$  est la résistance par phase du côté primaire du transformateur ( $\Delta$ ),
- $X_{BT}$  est la réactance de court-circuit par phase du côté secondaire du transformateur (Y),
- $X_{HT}$  est la réactance de court-circuit par phase du côté primaire du transformateur ( $\Delta$ )

Avec :

$$R_{BT} = 1,6 \text{ m}\Omega/\text{phase} \text{ et } X_{BT} = \frac{X_T}{2} = 8,049 \text{ m}\Omega/\text{phase} \quad (A.14)$$

- $R_{BT}$  a été estimée préalablement à l'aide d'un mesureur de résistance de bobinage, « Winding Resistance Meter ». En revanche, nous n'avons aucune information sur le rapport entre les réactances du côté HT et BT. Ainsi, nous l'avons supposé égal à 50%.

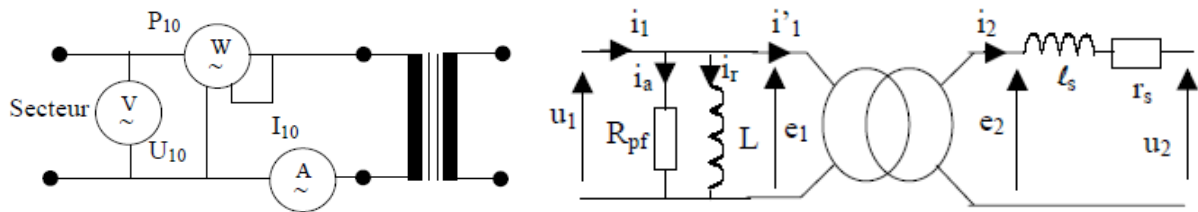
Ainsi, nous arrivons à l'équation (A.15) :

$$R_{HT} = \frac{R_T - R_{BT}}{(m^2)} \quad \text{et} \quad X_{HT} = \frac{X_T}{2(m^2)} \quad (\text{A.15})$$

Ce qui donne :

$$R_{HT} = 23,12 \, \Omega/\text{phase} \quad \text{et} \quad X_{HT} = 57,46 \, \Omega/\text{phase} \quad (\text{A.16})$$

A partir de l'essai à vide du transformateur (alimentation côté HT, triangle,  $\Delta$ ), nous pouvons déterminer la résistance de perte fer ( $R_{pfer}$ ) et l'inductance magnétisante ( $L_{mag}$ ) du transformateur. La Figure A-5, ci-dessous, montre le schéma unifilaire par phase d'un essai à vide (mesures à réaliser et le circuit équivalent).



a) Schéma des mesures à réaliser pendant l'essai b) Schéma équivalent du circuit alimenté par l'essai

Figure A- 5 Schéma unifilaire par phase des mesures et du circuit électrique équivalent pendant l'essai à vide d'un transformateur

A partir du schéma de la Figure A-5 b, nous pouvons déduire les relations suivantes.

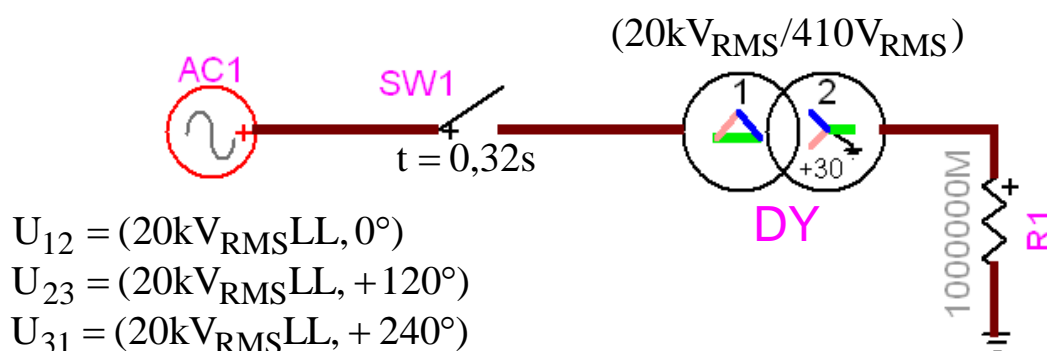
$$R_{pfer} = \frac{(U_{10})^2}{P_{10}/3} \quad \text{et} \quad L_{mag} = \frac{1}{\omega} \frac{U_{10}}{\sqrt{(I_{10})^2 - \left(\frac{P_{10}/3}{U_{10}}\right)^2}} \quad (\text{A.17})$$

Avec :

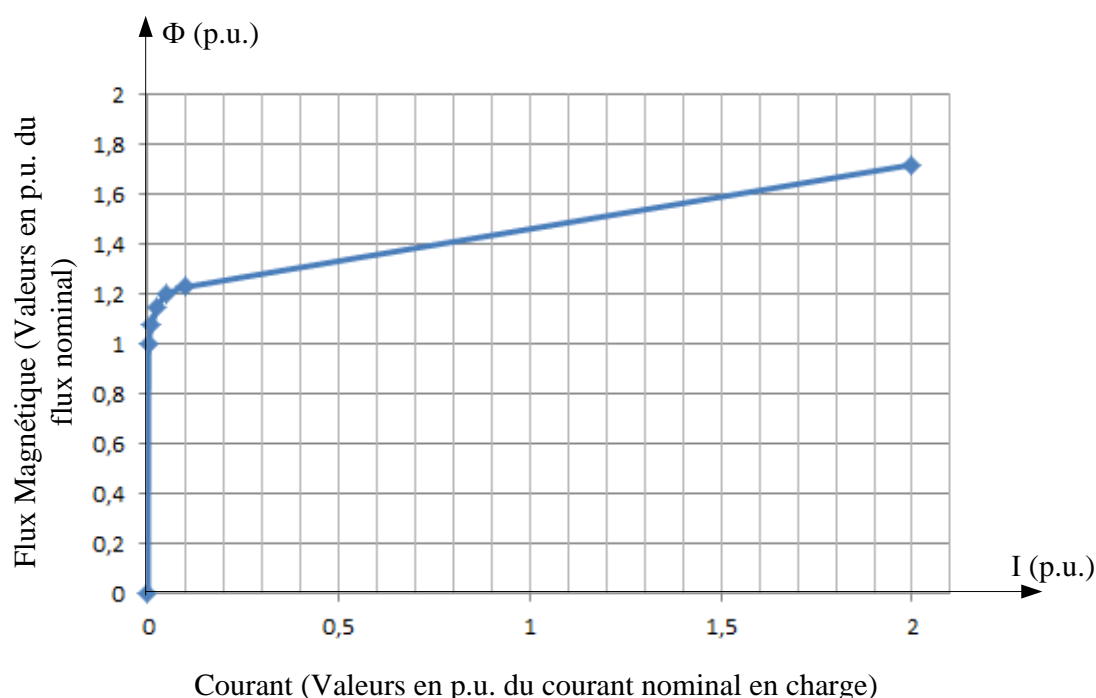
$$R_{pfer} = 1,967 \, \text{M}\Omega/\text{phase} \quad \text{et} \quad L_{mag} = 919 \, \text{H}/\text{phase} \quad (\text{A.17})$$

Une fois les paramètres du transformateur obtenus, nous pouvons passer à la simulation avec EMTP. La Figure A-6 a présente le circuit électrique mis en place sous EMTP .

Le logiciel EMTP prend en compte le comportement non linéaire de l'inductance, représenté par la courbe «  $\Phi(I)$  » de la Figure A-6 b, pour avoir des résultats plus précis. L'inductance magnétisante ( $L_{mag}$ ) estimée ci-dessus définit la première pente de la courbe. Les autres pentes sont 2,04H et 0,263H. Nous rappelons que dans notre calcul analytique, la courbe «  $\Phi(I)$  » est linéaire de pente ( $L_{mag}$ ).



a) Circuit électrique mis en place sous le logiciel EMTP



b) Courbe «  $\Phi(I)$  » standard utilisée dans EMTP

Figure A- 6 Circuit électrique simulé dans le logiciel EMTP

Nous devons souligner que le logiciel ne permet pas de faire des simulations lorsque le secondaire du transformateur est à vide. Pour cette raison, nous avons mis une résistance « infinie » au secondaire (soit une valeur de  $10^{12} \Omega$ , Figure A-6 a). Le tableau A-2 résume les caractéristiques de la source d'alimentation triphasée, du transformateur et des conditions initiales de la simulation sous EMTP.

Données du transformateur ( $\Delta$ -Y)	
<b>Sn (Tension Nominale)</b>	400kVA
<b>U<sub>HT</sub> (Tension Primaire)</b>	20kV <sub>RMS</sub>
<b>U<sub>BT</sub> (Tension Secondaire)</b>	410 V <sub>RMS</sub>
<b>R<sub>HT</sub> (Résistance Primaire)</b>	23,12 $\Omega$ /phase
<b>X<sub>HT</sub> (Réactance de court-circuit)</b>	57,46 $\Omega$ /phase

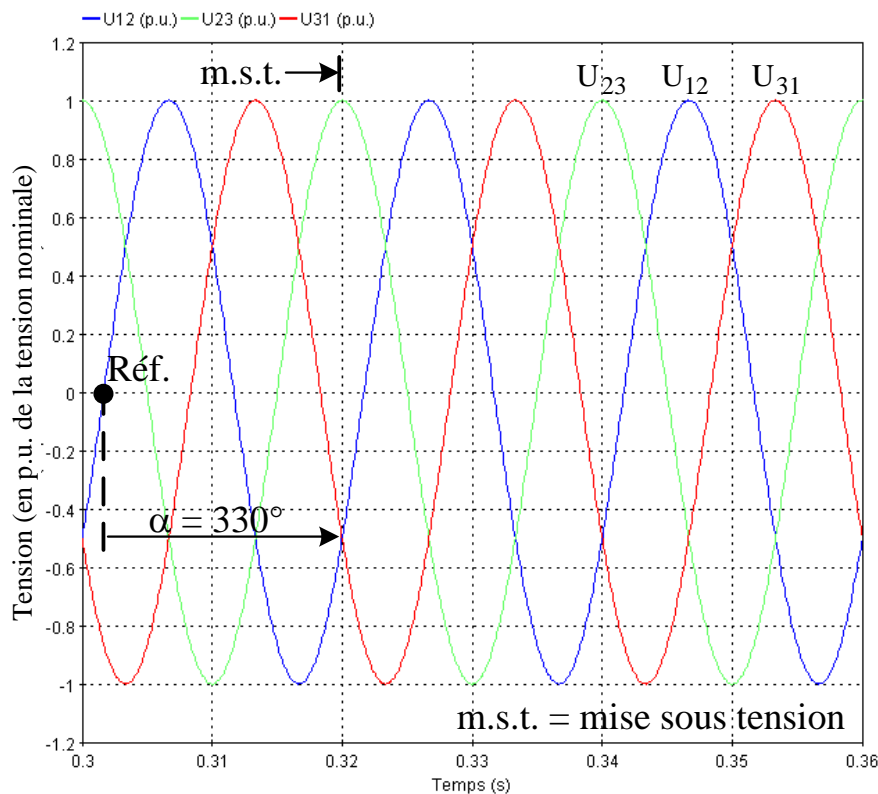
Primaire)	
<b>R<sub>BT</sub> (Résistance Secondaire)</b>	1,6 mΩ/phase
<b>X<sub>BT</sub> (Réactance de court-circuit Secondaire)</b>	8,049 mΩ/phase
<b>R<sub>fer</sub> (Résistance de la branche magnétisante)</b>	1,967 MΩ/phase

Données de la source d'alimentation (triphase sinusoïdal)	
<b>U<sub>12</sub> (Tension composée)</b>	20kV <sub>RMS</sub>
<b>θ (Déphasage)</b>	0°
<b>U<sub>23</sub> (Tension Composée)</b>	20kV <sub>RMS</sub>
<b>θ (Déphasage)</b>	120°
<b>U<sub>31</sub> (Tension Composée)</b>	20kV <sub>RMS</sub>
<b>θ (Déphasage)</b>	240°

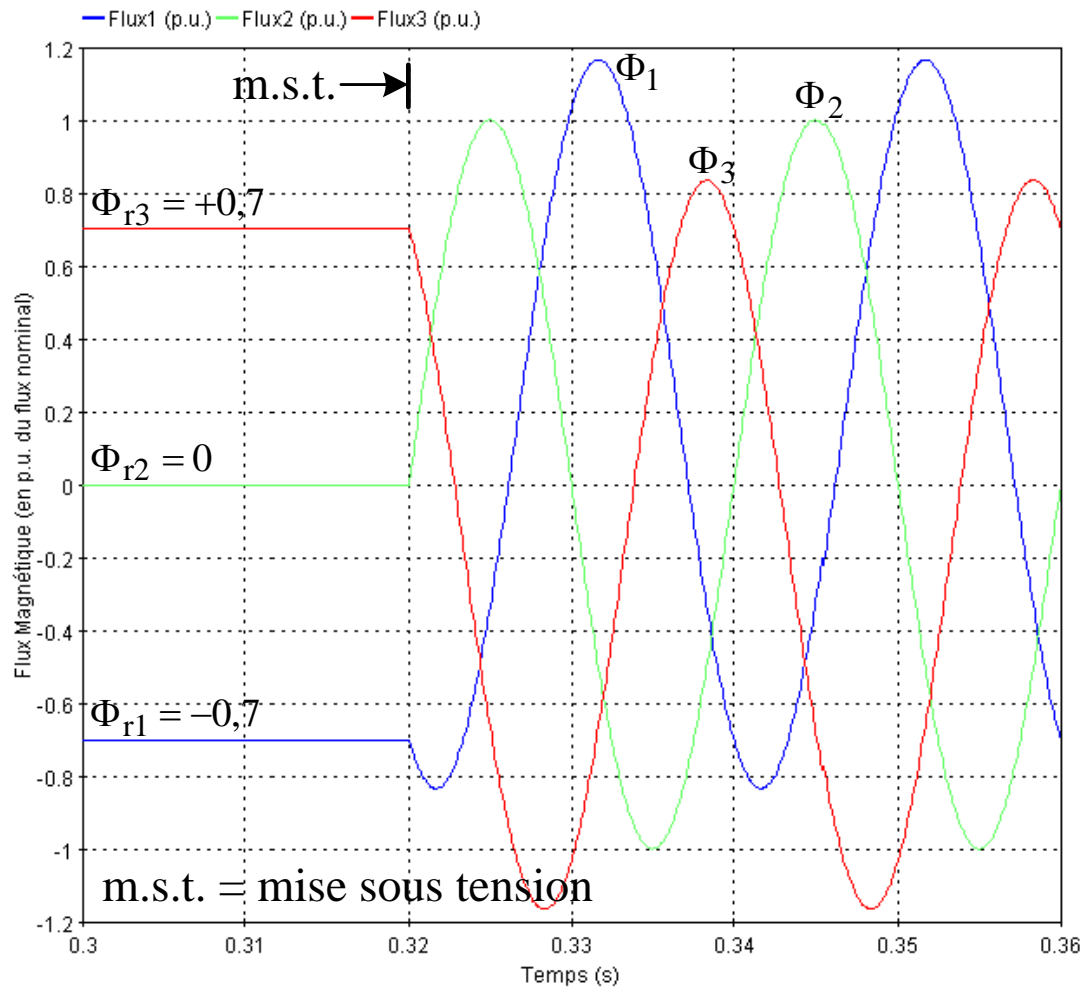
Conditions initiales de l'enclenchement	
<b>Φ<sub>r1</sub> (Flux rémanent)</b>	-0.7 p.u. du flux nominal
<b>Φ<sub>r2</sub> (Flux rémanent)</b>	0 p.u. du flux nominal
<b>Φ<sub>r3</sub> (Flux rémanent)</b>	+0.7 p.u. du flux nominal
<b>α (l'angle de fermeture « unique »)</b>	330°(Ph1) ; (passage par zéro, front montant)

Tableau A- 2 Caractéristiques de la source d'alimentation, du transformateur et de conditions initiales lors pour faire la simulation.

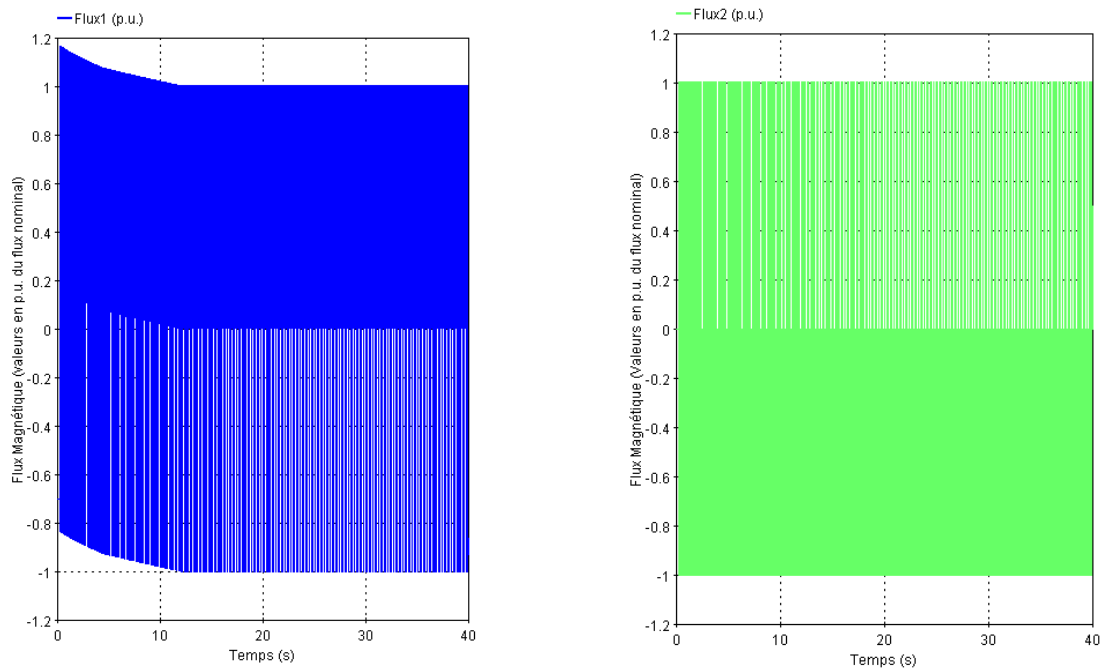
La Figure A-7 montre les résultats obtenus par la simulation avec EMTP lors d'une mise sous tension brusque qui respecte les conditions décrites dans le Tableau A-2 ci-dessus.



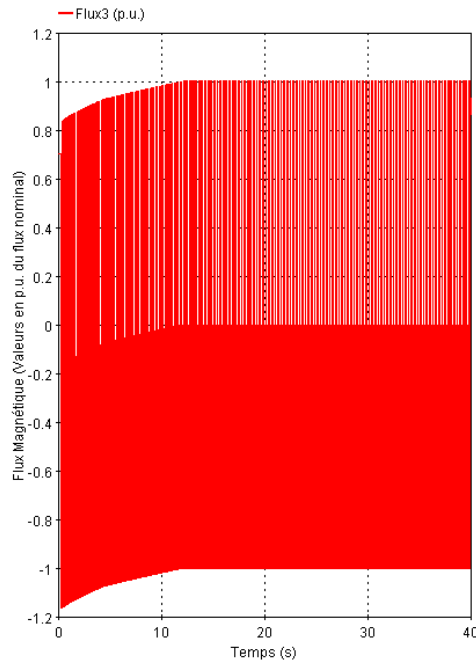
a) Zoom sur les signaux des tensions (phases 1, 2 et 3) appliquées aux bobines transformateur



b) Zoom sur les signaux de flux (phases 1, 2 et 3) qui circulent dans les phases du transformateur







c) Flux dans les phases 1 (en bleu), 2 (en vert) et 3 (en rouge) pendant toute la mise sous tension

**Figure A- 7 Signaux de flux et tension simulés par EMTP lors d'une mise sous tension brusque où la répartition de flux rémanent est égale à -0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal et l'angle de fermeture « unique » correspond aux 3 angles des tensions : 330° ; 90° ; 210°.**

Dans les Figure A-7 a et b, nous pouvons constater qu'avant l'enclenchement, la répartition de flux rémanent correspond bien aux valeurs de -0,7, 0 et +0,7 p.u. du flux nominal. Nous pouvons aussi constater qu'à la mise sous tension (instant  $t=0,32s$ , angle  $\alpha=330^\circ$  pour la tension dans la phase 1) le régime transitoire du flux dans la phase « 2 » a été éliminé et que les régimes transitoires des flux dans les phases « 1 » et « 3 » présentent respectivement des valeurs crêtes maximales de +1,12 et -1,12 p.u. du flux nominal.

Dans le Figures A-7 c et d, nous pouvons aussi constater que le régime transitoire du flux dans les phases « 1 » et « 3 » dure environ 15s ce qui nous donne une constante d'amortissement de l'ordre de 3s ( $5\tau = 15$ ).

Comme prévu, la vraie constante d'amortissement calculée par l'EMTP est très différente de la constante d'amortissement estimée pour l'approche analytique. Pour cette raison, le régime transitoire de flux obtenu par l'approche analytique est très différent de celui calculé par EMTP.

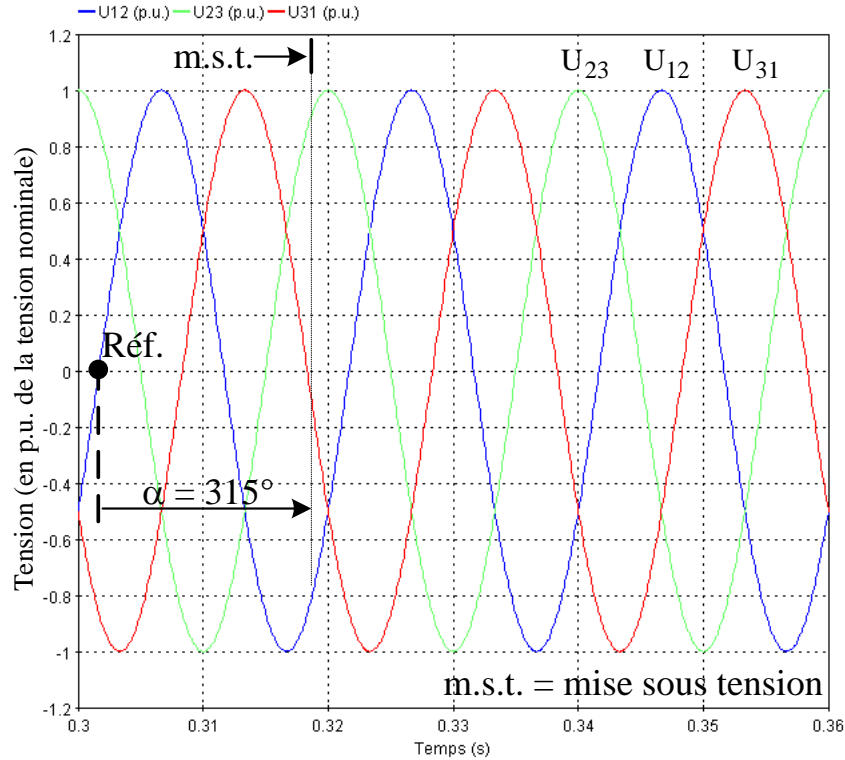
En revanche, en ce qui concerne l'amplitude maximale des signaux de flux, nous pouvons constater que les résultats obtenus par EMTP sont rigoureusement égaux aux valeurs obtenues par notre approche analytique ce qui montre qu'elle est valable pour les cas où l'enclenchement se passe plutôt bien et le transformateur a priori ne sature pas trop.

Maintenant, intéressons-nous aux instants de fermeture « unique » 1 et 2 qui ont été présentés dans le paragraphe §II.3.3.2 et qui sont rappelés ci-dessous.

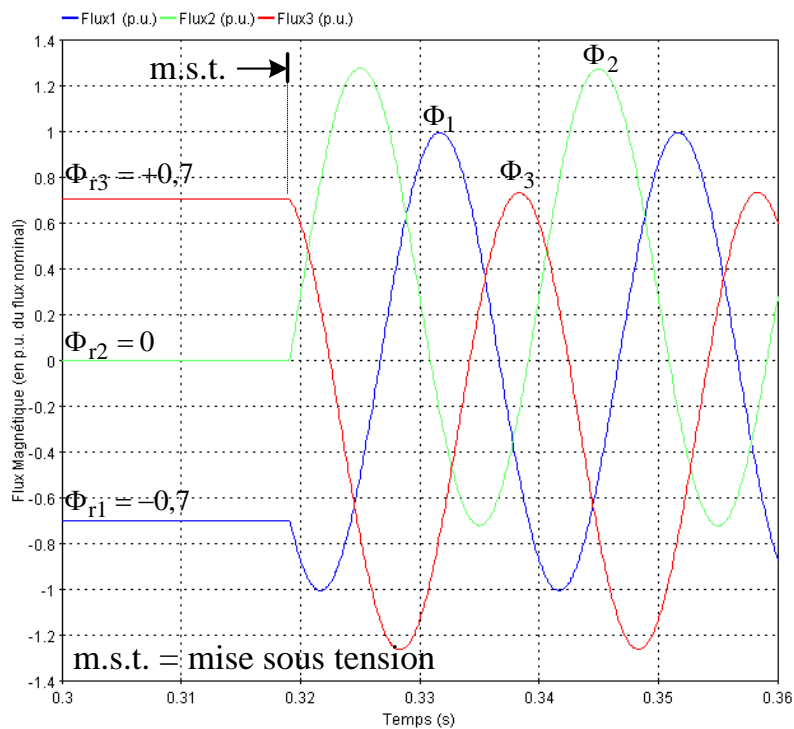
1. Répartition de flux rémanent avant l'enclenchement (-0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal) ; l'instant de fermeture « unique » testé (correspondant aux 3 angles des tensions : 315° ; 75° ; 195°)

2. Répartition de flux rémanent avant l'enclenchement (-0,7 ; 0 ; +0,7 p.u. du flux nominal) ; l'instant de fermeture « unique » testé (correspondant aux 3 angles des tensions:  $345^\circ$  ;  $105^\circ$  ;  $225^\circ$ )

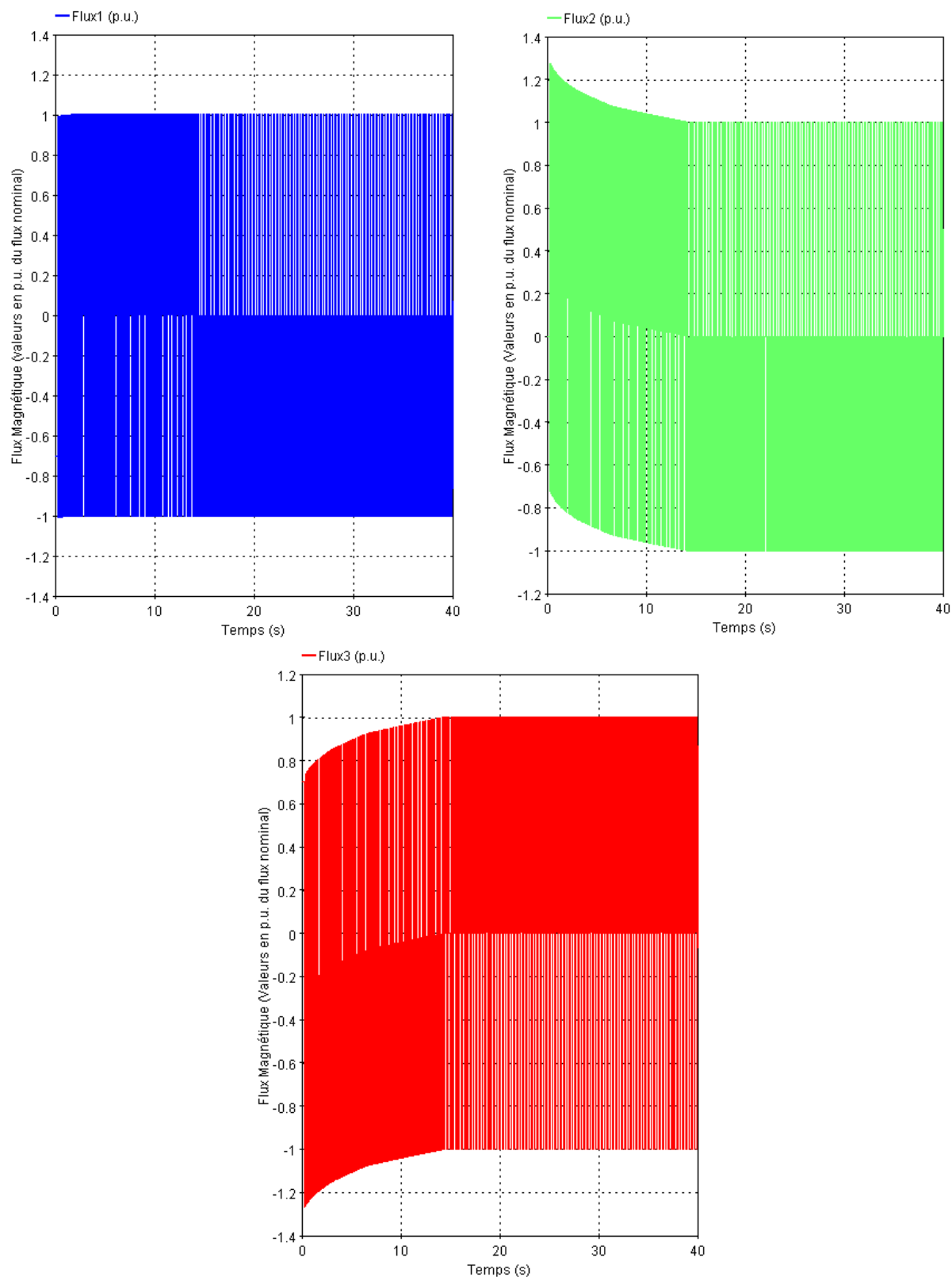
9. Les résultats obtenus par la simulation EMTP sont montrés dans les Figures A-8 et A-



a) Zoom sur les signaux des tensions (phases 1, 2 et 3) appliquées aux bobines transformateur

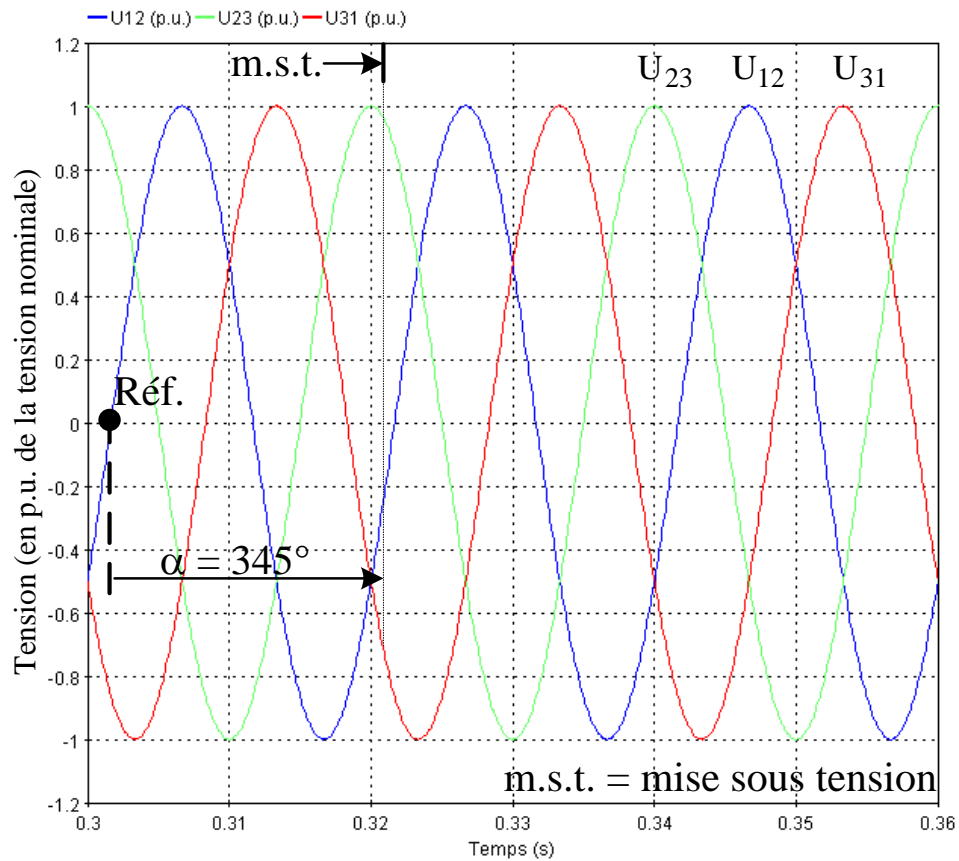


b) Zoom sur les signaux de flux (phases 1, 2 et 3) qui circulent dans les phases du transformateur

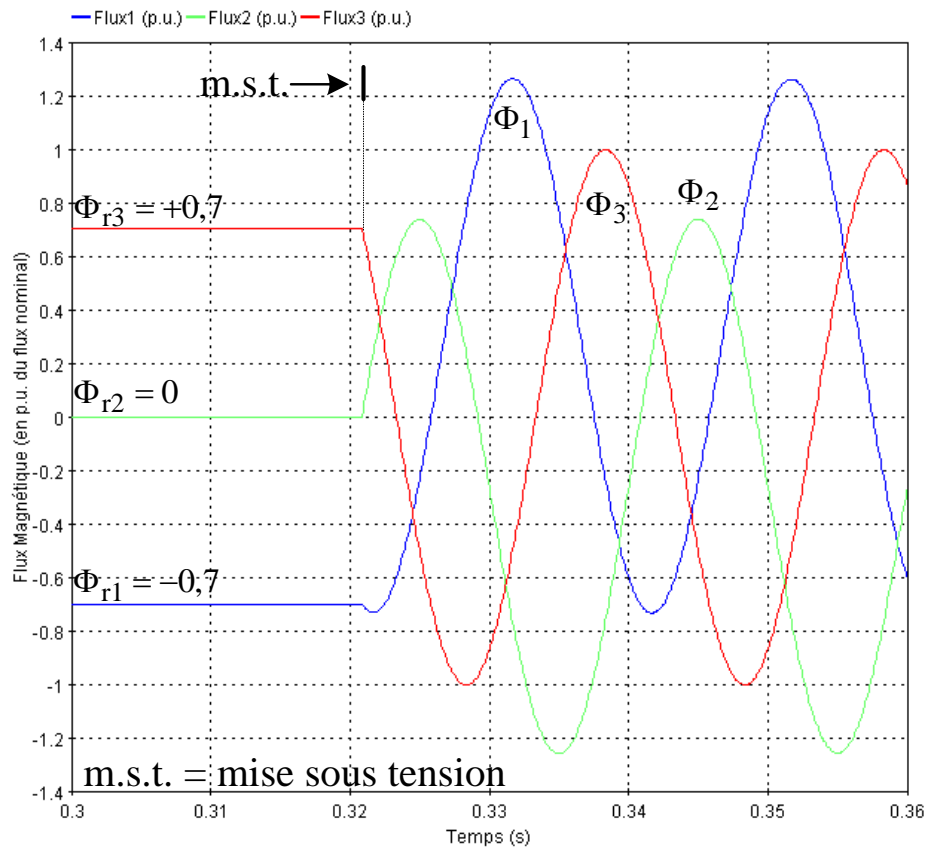


c) Flux dans les phases 1 (en bleu), 2 (en vert) et 3 (en rouge) pendant toute la mise sous tension.

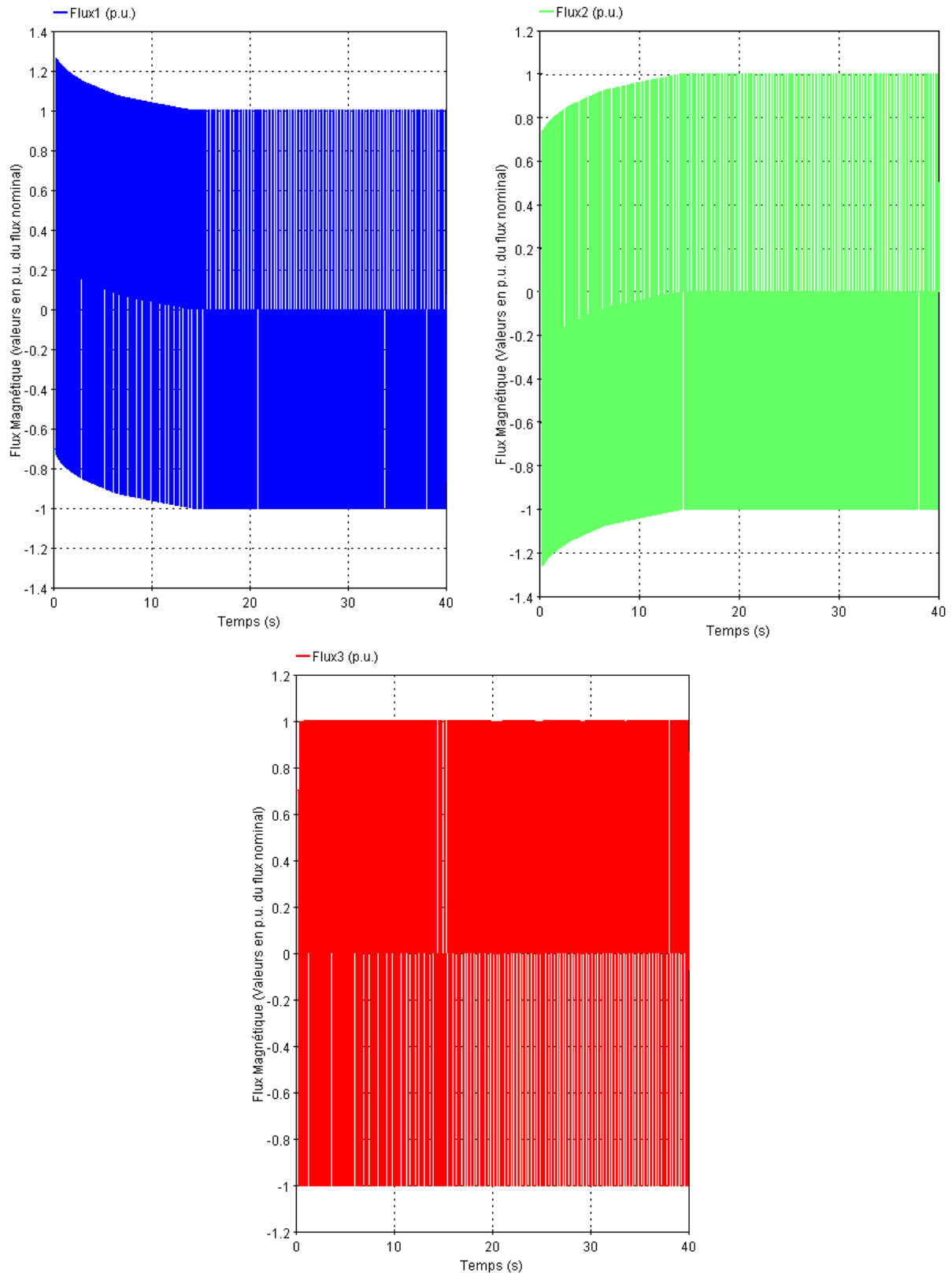
Figure A- 8 Signaux de flux et tension simulés par EMTF lors d'une mise sous tension brusque où la répartition de flux rémanent est égale à  $-0,7$  ;  $0$  ;  $+0,7$  p.u. du flux nominal et l'angle de fermeture « unique » correspond aux 3 angles des tensions :  $315^\circ$  ;  $75^\circ$  ;  $195^\circ$ .



a) Zoom sur les signaux des tensions (phases 1, 2 et 3) appliqués aux bobines transformateur



b) Zoom sur les signaux de flux (phases 1, 2 et 3) qui circulent dans les phases du transformateur



c) Flux dans les phases 1 (en bleu), 2 (en vert) et 3 (en rouge) pendant toute la mise sous tension.

**Figure A- 9** Signaux de flux et tension simulés par EMTP lors d'une mise sous tension brusque où la répartition de flux rémanent est égale à  $-0,7$  ;  $0$  ;  $+0,7$  p.u. du flux nominal et l'angle de fermeture « unique » correspond aux 3 angles des tensions :  $345^\circ$  ;  $105^\circ$  ;  $225^\circ$ .

Sur les Figures A-8 a et b, ci-dessus, nous pouvons constater que les caractéristiques de l'enclenchement ont été respectées (répartition de flux rémanent égaux à  $-0,7$  ;  $0$  ;  $+0,7$  p.u.

du flux nominal ; instant de fermeture unique correspond aux 3 angles  $315^\circ$  ;  $75^\circ$  ;  $195^\circ$ ) et que le régime transitoire de flux dans la phase « 1 » a été éliminé.

Nous pouvons aussi constater que les régimes transitoires du flux dans les phases « 2 » et « 3 » présentent respectivement des valeurs crêtes maximales de -1,25 et +1,25 p.u. du flux nominal. En ce qui concerne la constante d'amortissement, EMTP calcule toujours la même valeur ( $\tau = 3s$ ), donc, nous avons toujours une disparité très grande entre les régimes transitoires des signaux de flux calculés par EMTP et par l'approche analytique.

En revanche, un point favorable à souligner est qu'une fois de plus, les valeurs maximum de flux obtenues par EMTP sont rigoureusement égales à celles obtenues par notre approche analytique ce qui en montre la validité, pour les cas où l'enclenchement ne se passe pas trop mal même si le transformateur sature davantage.

Sur la Figure A-9, la même chose s'observe mais cette fois sur la phase « 3 » pour l'instant de fermeture « unique » choisi (correspondant aux 3 angles pour les tensions de  $345^\circ$  ;  $105^\circ$  ;  $225^\circ$ ). Pour conclure, pour ce qui est des valeurs crêtes maximales des signaux de flux, autant EMTP que l'approche analytique donnent les mêmes résultats, ce qui valide l'approche analytique mise en place ainsi que le choix proposé des instants de fermeture pour tous les cas testés. En revanche, la constante d'amortissement des signaux de flux (régime transitoire), peut être mieux approchée avec le logiciel EMTP qui tient compte du comportement non linéaire du transformateur.

### **A.3. Conclusion**

Dans ce cas d'application sur un transformateur triphasé, la nouvelle stratégie de Prefluxing essaie de rapprocher les flux rémanents d'un point de fonctionnement des flux triphasés en régime permanent à vide (correspondant à  $\pm 0,86$  p.u. du flux nominal sur deux jambes et 0 dans la troisième).

Avec des simulations analytiques et numériques réalisées avec le logiciel EMTP, nous avons pu montrer que le choix d'un instant de fermeture particulier permet la minimisation du régime transitoire du flux présent dans les phases du transformateur puisque le flux nominal est dépassé de seulement 12% pour notre cas d'application.

Nous pouvons aussi souligner que, dans le cas d'un transformateur triphasé, plus les valeurs maximale et minimale de flux rémanent sont proches de  $\pm 0,86$  p.u. du flux nominal, meilleure sera la « fermeture simultanée des pôles du disjoncteur ».

Pour conclure sur l'enclenchement côté triangle d'un transformateur triphasé, nous avons dû choisir un système de fermeture simultanée des pôles. Dans ce cas, nous démontrons que l'angle de fermeture est le même que celui proposé dans la méthode standard ( $330^\circ$  ou  $150^\circ$ ). En revanche, dans notre approche, nous sommes sûrs d'avoir imposé au circuit son flux rémanent maximum ou minimum, en connaissant la valeur exacte, qui est la plus proche possible de la valeur idéale de  $\pm 0,87$  p.u. Ainsi, dans ce cas, nous minimisons les courants d'enclenchement, sans toutefois pouvoir éliminer le transitoire. Cependant, notre maîtrise du Prefluxing nous permet de penser que dans le cas d'un enclenchement côté étoile d'un transformateur triphasé, il est possible d'éliminer le transitoire, en appliquant la même approche qu'en monophasé, mais avec un enclenchement en deux temps. Ces pistes font partie d'un travail futur à développer.



# Chapitre III

## Une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Application pour un transformateur monophasé sans cuve.

*Le chapitre III présente une autre stratégie basée sur le « Mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique ». Cette stratégie a été initialement proposée par [CAV-11.1]. Le principe de cette méthode est de déterminer les flux rémanents présents dans le circuit magnétique du transformateur après sa mise hors tension à partir de la mesure de l'induction magnétique réalisée par des capteurs d'induction positionnés au voisinage du transformateur.*





## Table des matières

Chapitre III : Une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur monophasé sans cuve. ....	135
III.1. Étude de l'efficacité de la stratégie de mesure directe du flux par mesure de l'induction magnétique et vérification de ses hypothèses, [CAV-11.1]. ....	139
III.1.1. Banc d'Essais.....	139
III.1.1.1. Système d'enclenchement contrôlé.....	142
III.1.1.2. Transformateur Monophasé .....	144
III.1.1.3. Capteurs d'induction magnétique .....	146
III.1.1.4. Dispositif de Prefluxing.....	147
III.1.1.5. Systèmes de mesures électriques .....	148
III.1.2. Efficacité de la stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique, [CAV-11.1].....	148
III.1.2.1. Description de l'essai .....	149
III.1.2.2. Estimation du flux rémanent par la méthode d'intégration de la Tension .....	152
III.1.2.3. Calcul du flux rémanent par la méthode standard de mesure directe du flux par la mesure de l'induction magnétique .....	154
III.1.2.4. Analyse de l'erreur obtenue par la méthode standard de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. ....	161
III.1.3. Vérification des hypothèses faites par la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique [CAV-11.1].....	165
III.1.3.1. Loi qui décrit le comportement du flux rémanent en fonction de l'induction magnétique rémanente (Abaque).....	165
III.1.3.1.1. Description de l'essai mis en place pour l'obtention de la FT. ....	165
III.1.3.1.2. Les abaques obtenus .....	166
III.1.3.2. Influence des courants de Foucault sur le signal d'induction magnétique mesuré par le capteur .....	170
III.1.4. Conclusion : vers une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique .....	173
III.2. Nouvelle stratégie de la mesure directe de flux par la mesure de l'induction magnétique....	174
III.2.1. Principe de la nouvelle méthode de mesure directe de flux par la mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur monophasé. ....	174

III.2.1.1. Obtention de l'abaque : $\Phi_r(B_{CMcapteur})$ .....	175
III.2.1.1.1. Classification des Abaques .....	177
III.2.1.2. Calcul de l'induction magnétique due au flux rémanent ( $B_{CMcapteur}$ ) .....	178
III.2.2. Application de la nouvelle méthode à un cas réel .....	180
III.2.3. Résultats obtenus par la nouvelle méthode.....	181
III.2.3.1. Abaques : analyses et classification .....	181
III.2.3.2. Calcul de la valeur du $B_{CMcapteur}$ et estimation de la valeur de flux rémanent.....	184
III.2.4. Étude de l'influence d'une « cuve » sur la nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique.....	186
III.2.4.1. Influence de la cuve sur les abaques .....	189
III.2.4.1.1. Comparaison des FT obtenues sans cuve et avec cuve .....	192
III.2.4.2. Influence de la cuve sur la détermination du $B_{CMcapteur}$ .....	195
III.2.5. Conclusion : analyse des points forts, des points faibles et adaptation vers un transformateur triphasé .....	201
Annexe A : Notations.....	205

## Chapitre III : Une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur monophasé sans cuve.

Dans le premier chapitre, nous avons vu que, lors de la réalimentation brusque d'un transformateur à vide sur le réseau, des courants d'appels peuvent apparaître. Présentant une grande amplitude et une constante d'amortissement élevée, ces courants vont, à long terme, endommager le transformateur et diminuer sa durée de vie.

Lors d'un état de l'art, nous avons aussi vu que parmi les principales stratégies capables de minimiser les courants d'appels, celle dite de *Mesure Directe de Flux par Mesure de l'Induction Magnétique*, [CAV-11.1], présentait des axes d'amélioration en ce qui concerne :

- L'estimation de l'induction due au champ magnétique externe (champ magnétique terrestre plus champ magnétique de l'environnement magnétique qui entoure le capteur), ce qui n'est pas toujours évident, parce que, nous ne pouvons pas assurer que ce champ reste constant ni pendant, ni après la mise hors tension du transformateur.
- La détermination de la fonction de transfert (fonction qui lie le flux présent dans le circuit magnétique du transformateur à la mesure de l'induction magnétique au voisinage du transformateur) qui est très dépendante de la qualité de la mesure du courant, plus précisément, de l'indentification des passages par zéro du courant avant la mise hors tension du transformateur. L'obtention de ces passages par zéro n'est pas simple, parce que les courants à vide à tension nominale d'un transformateur de puissance sont très faibles ce qui rend difficile la mesure précise du courant tant à l'enclenchement qu'à la mise hors tension du transformateur.
- L'adaptation de la méthode à des transformateurs triphasés de puissance, car pour l'instant, la méthode n'a été que testée pour des transformateurs monophasés sans cuve. Elle a donc été testée dans une configuration où le champ magnétique externe n'est composé que du champ magnétique homogène terrestre, ce qui est très favorable à la méthode.

Afin d'éviter la redondance et pour que les paramètres utilisés dans ce chapitre soient non ambigus, nous allons présenter les notations qui seront utilisées et aussi un petit rappel de la méthode de mesure directe du flux par mesure de l'induction magnétique proposé par [CAV-11.1] en monophasé. Ces notations sont aussi détaillées dans « l'annexe A » jointe à ce chapitre.

Partant du principe que l'induction magnétique mesurée par le capteur d'induction est la somme des inductions dues à plusieurs sources, on peut écrire l'équation suivante (III.1) :

$$B_{\text{mesuré}} = B_{0_{\text{capteur}}} + B_{\text{Bobine}_{\text{capteur}}} (I) + B_{\text{cuve}_{\text{capteur}}} + B_{\text{CM}_{\text{capteur}}} (\Phi_r) \quad (\text{III.1})$$

où :

- $B_{\text{mesuré}} (T)$ , correspond à l'induction magnétique mesurée par le capteur d'induction situé au voisinage du transformateur lorsque celui ci est soit sous tension soit hors tension.
- $B_{0_{\text{capteur}}} (T)$ , correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique externe. Ce champ magnétique externe est composé du champ magnétique terrestre et du champ magnétique généré par une « possible » pièce ferromagnétique aimantée située à proximité du capteur. En résumé, cette induction correspond au champ magnétique dû à l'environnement du capteur.
- $B_{\text{Bobine}_{\text{capteur}}} (I) (T)$ , correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique généré par le courant présent dans la bobine du transformateur monophasé.
- $B_{\text{cuve}_{\text{capteur}}} (T)$ , correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique généré par la cuve.
- $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}} (\Phi_r) (T)$ , correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur.

Sachant que  $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}} (\Phi_r)$  est lié à  $\Phi_r$  par une fonction de transfert que l'on nommera FT, nous arrivons à la formulation suivant, équation (III.2) :

$$B_{\text{mesuré}} = B_{0_{\text{capteur}}} + B_{\text{Bobine}_{\text{capteur}}} (I) + B_{\text{cuve}_{\text{capteur}}} + \text{FT}(\Phi_r) \quad (\text{III.2})$$

La méthode proposée par [CAV-11.1] fait l'hypothèse que :

- $B_{\text{cuve}_{\text{capteur}}}$  est nulle, parce qu'il n'y a pas de cuve dans le cas du transformateur monophasé étudié [CAV-11.1].
- $\text{FT}(\Phi_r)$  est une fonction de transfert supposée linéaire, où le coefficient directeur est défini par le ratio entre les paramètres  $\Delta B$  et  $\Delta \Phi$ . Les paramètres  $\Delta B$  et  $\Delta \Phi$  sont définis par l'écart entre les valeurs de  $B_{\text{mesuré}}$  et flux au moment où le courant qui circule dans la bobine du transformateur est nul. La détermination de ces paramètres est faite au passage par zéro du courant. En effet, d'une part, les valeurs de flux correspondent aux valeurs positives et négatives de flux rémanents et d'autre part au moment où le courant s'annule dans la bobine ( $I=0$ ), le  $B_{\text{mesuré}}$  n'est pas influencé par le  $B_{\text{Bobine}_{\text{capteur}}} (I)$ . Cela permet de trouver un lien direct entre le flux rémanent dans le transformateur monophasé ( $\Phi_r$ ) et l'induction mesurée par le capteur situé au voisinage du transformateur,  $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}}$ .
- $B_{0_{\text{capteur}}}$  n'est due qu'au champ magnétique terrestre ce qui fait que  $B_{0_{\text{capteur}}}$  est un paramètre constant. Ce paramètre est déterminé à partir de la demi

somme des valeurs de  $B_{\text{mesuré}}$  lors du passage par zéro du courant lorsque le transformateur est sous tension.

- $B_{\text{Bobine}_{\text{capteur}}}(\text{I})$  est nulle au moment où le courant dans les bobines du transformateur est nul.

En prenant en compte ces informations, au moment où le transformateur est hors tension, la valeur de flux rémanent peut être obtenue à partir de l'induction mesurée au niveau du capteur,  $B_{\text{mesuré}}$ . L'équation qui détaille ce calcul est montrée ci-dessous, équation (III.3).

$$B_{\text{mesuré}} = B_{0_{\text{capteur}}} + \frac{\Delta B}{\Delta \Phi} * \Phi_r \quad (\text{III.3})$$

Ainsi :

$$\Phi_r = (B_{\text{mesuré}} - B_{0_{\text{capteur}}}) * \frac{\Delta \Phi}{\Delta B} \quad (\text{III.3})$$

on définit ensuite  $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}} = (B_{\text{mesuré}} - B_{0_{\text{capteur}}})$

où :

- $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}}$  en (T), correspond à la valeur d'induction créée par le circuit magnétique après la mise hors tension du transformateur. L'estimation de ce paramètre est fondamentale car une erreur se répercuterait directement sur l'estimation des flux rémanent.

Maintenant que ce rappel a été fait, nous pouvons passer à la présentation de chacune des parties de ce chapitre. Pour que l'exposition des idées soit claire, ce chapitre a été divisé en deux parties.

La première partie présentera en détails une étude sur l'efficacité de la stratégie proposée par [CAV-11.1]. Cette étude a pour objectif de clarifier si les erreurs obtenues par cette méthode sont dues à la médiocre mesure du courant ou sont dues à une autre raison encore inconnue. Une analyse détaillée des hypothèses faites par cette méthode sera présentée, avec l'objectif de mettre en évidence ses points faibles et de proposer de nouvelles hypothèses plus réalistes pour obtenir une méthode plus performante.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous introduisons une nouvelle stratégie de *Mesure Directe de Flux par Mesure de l'Induction Magnétique appliquée à transformateur monophasé*, qui a pour objectif l'estimation des valeurs de flux rémanents présents dans le circuit magnétique d'un transformateur monophasé.

Cette méthode se décompose en trois étapes listées ci-dessous.

1. Calcul de la FT qui décrit le comportement du  $(\Phi_r)$  présent dans le circuit magnétique du transformateur en fonction de  $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}}$  mesuré par le(s) capteur(s), (étape No. 1). Autrement dit, cette étape correspond à une

calibration du système transformateur plus capteurs lorsque le transformateur ne se trouve pas dans son fonctionnement normal (transformateur hors tension).

2. Estimer le  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  à chaque mise hors tension du transformateur (étape 2).
3. Remonter à la valeur ( $\Phi_r$ ) après la mise hors tension du transformateur à partir des informations obtenues dans les étapes 1 et 2.

Dans cette deuxième partie, le principe de la nouvelle méthode est présenté, le dispositif utilisé pour l'obtention de la FT, ainsi qu'un cas d'étude réel où la méthode sera appliquée à un transformateur monophasé de 1,15 kVA, ce qui nous permettra de conclure sur les points forts et les points faibles de notre méthode. A la fin de ce chapitre une étude pour vérifier l'influence d'une éventuelle cuve sur la méthodologie proposée sera aussi présentée.

### **III.1. Étude de l'efficacité de la stratégie de mesure directe du flux par mesure de l'induction magnétique et vérification de ses hypothèses, [CAV-11.1].**

L'objectif de ce paragraphe est de comprendre si les erreurs obtenues par la méthode standard proposée dans [CAV-11.1] sont dues à la faible précision de la mesure du courant ou à une autre raison encore inconnue.

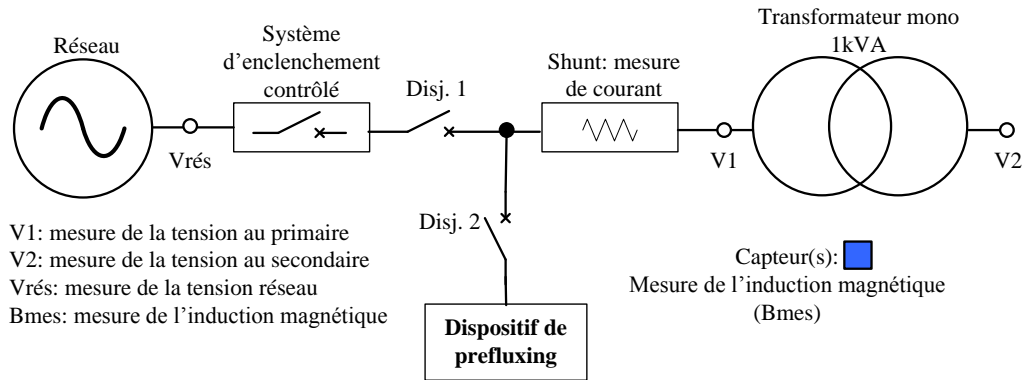
Pour cela, des essais de mise sous tension brusque d'un transformateur monophasé de 1,15 kVA avec « cuve » amovible ont été faits à l'aide du banc d'essais qui a été mis en place au G2ELab. Ce banc d'essais est très similaire au banc d'essais présenté dans le Chapitre II, mais cette fois ci, des capteurs d'induction magnétiques ont été ajoutés. Avant de passer à la description des essais réalisés et aux résultats obtenus, nous présenterons d'abord le banc d'essais développé et ses principales caractéristiques.

#### **III.1.1. Banc d'Essais**

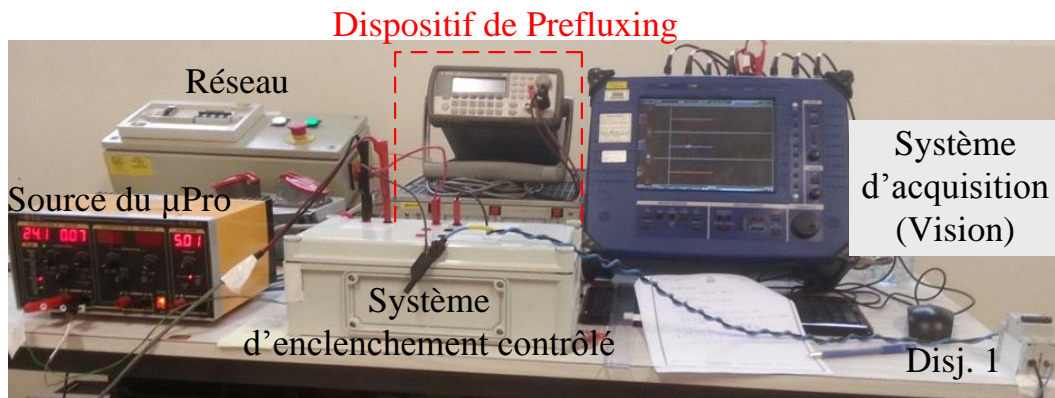
Comme nous pouvons le voir sur la Figure III-1, le banc d'essai est composé :

- D'un dispositif d'enclenchement contrôlé qui nous permet de connecter précisément le transformateur au réseau au moment souhaité.
- D'un disjoncteur (Disj. 1) qui connecte (déconnecte) le dispositif d'enclenchement contrôlé au système.
- D'un dispositif de Prefluxing utilisé pour magnétiser le transformateur avec la valeur maximale ou minimale de flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre.
- D'un disjoncteur (Disj. 2) qui connecte (déconnecte) le dispositif de Prefluxing au système.
- D'un transformateur monophasé de 1,15 kVA, qui sera soumis à une séquence de mises sous tension contrôlées.
- D'un système de mesure électrique (tension et courant) qui nous permet d'estimer la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique pendant la mise hors tension du transformateur et de mesurer le courant d'appel généré lors d'une mise sous tension contrôlée.
- Des capteurs d'induction magnétique tri axials positionnés au voisinage du circuit magnétique du transformateur.

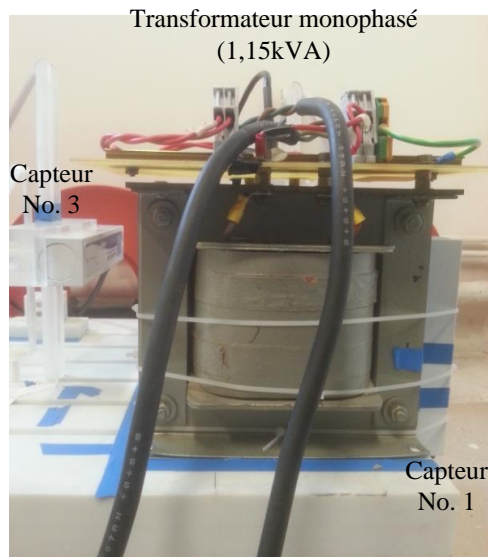




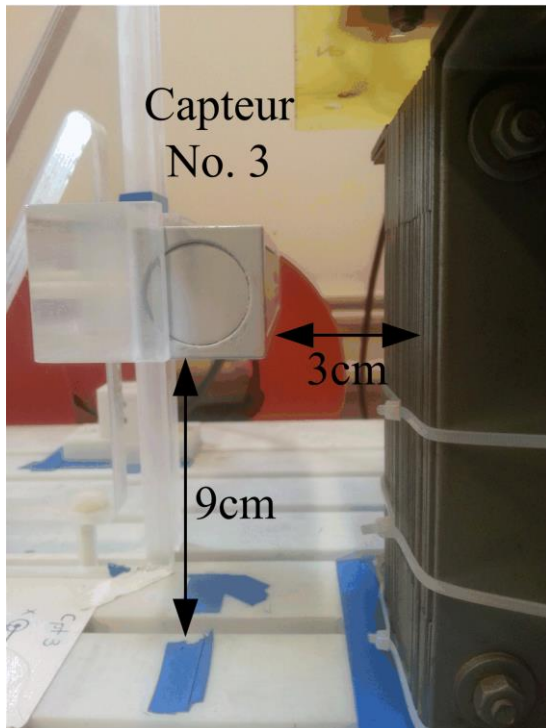
a) Exemple schématique du banc d'essai mis en place pour le test de la stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique.



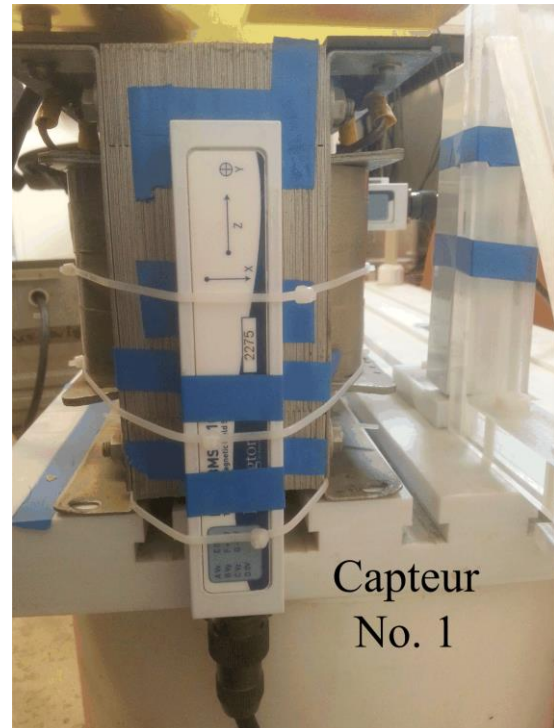
b) Photo du réseau, de la source d'alimentation du microprocesseur qui contrôle le système d'enclenchement, du système d'enclenchement contrôlé, du système d'acquisition qui fait les mesures des tensions et du courant et du disjoncteur qui permet de connecter (déconnecter) le système d'enclenchement contrôlé au système.



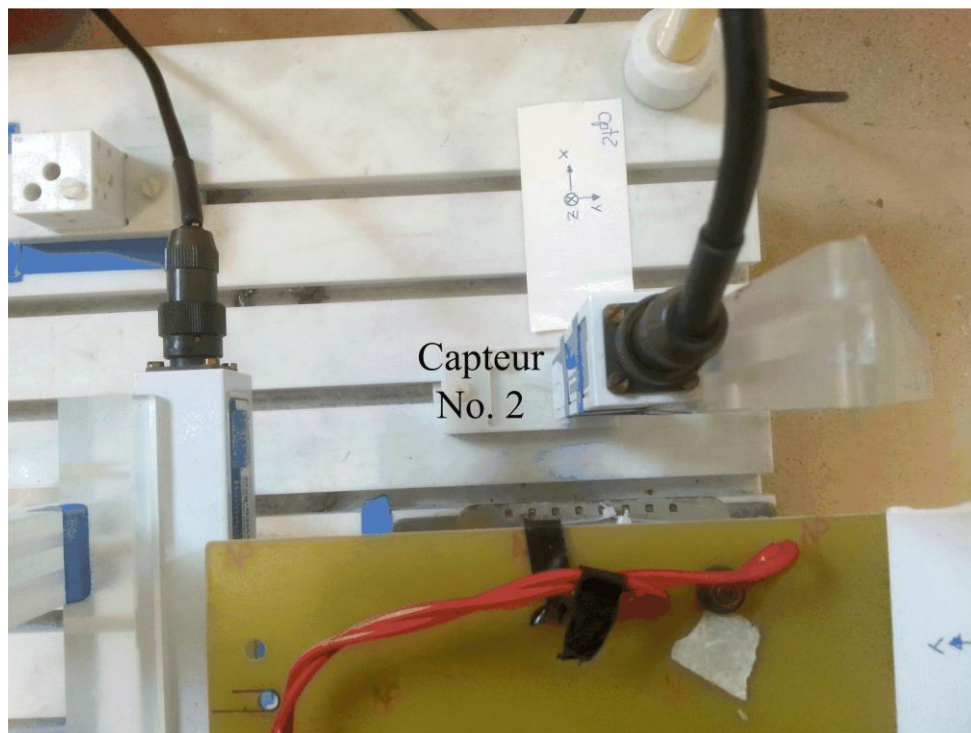
c) Photo du transformateur monophasé de 1,15 kVA et des deux capteurs d'induction positionnés autour du transformateur (Capteur No. 1 collé à la colonne extérieure droite du circuit magnétique ; Capteur No. 3 éloigné de la colonne extérieur gauche du circuit magnétique).



d) Zoom sur le Capteur No. 3, positionné à 30mm de distance de la colonne extérieure gauche du circuit magnétique.



e) Zoom sur le Capteur No. 1, collé sous la colonne extérieure droite du circuit magnétique.



f) Photo du Capteur No. 2 positionné derrière le transformateur et en face à la colonne centrale.

Figure III-1 Banc d'essai mis en place pour le test de la méthode proposée en [CAV-11.1].

### III.1.1.1. Système d'enclenchement contrôlé

Le système d'enclenchement contrôlé utilisé sur le banc d'essai est un dispositif électronique qui permet la « fermeture instantanée » du pôle d'un « disjoncteur » monophasé à un point spécifique de l'onde de tension du réseau qui va alimenter le transformateur. Il est identique à celui présenté dans le Chapitre II. Ce dispositif a été développé dans le cadre d'un stage de Mastère 1 [CHA-14].

Ici, nous allons présenter une fonctionnalité de ce système concernant l'ouverture du pôle du « disjoncteur » qui n'a pas été expliquée dans le chapitre II. Une illustration schématique de ce système peut être visualisée sur la Figure III-2.

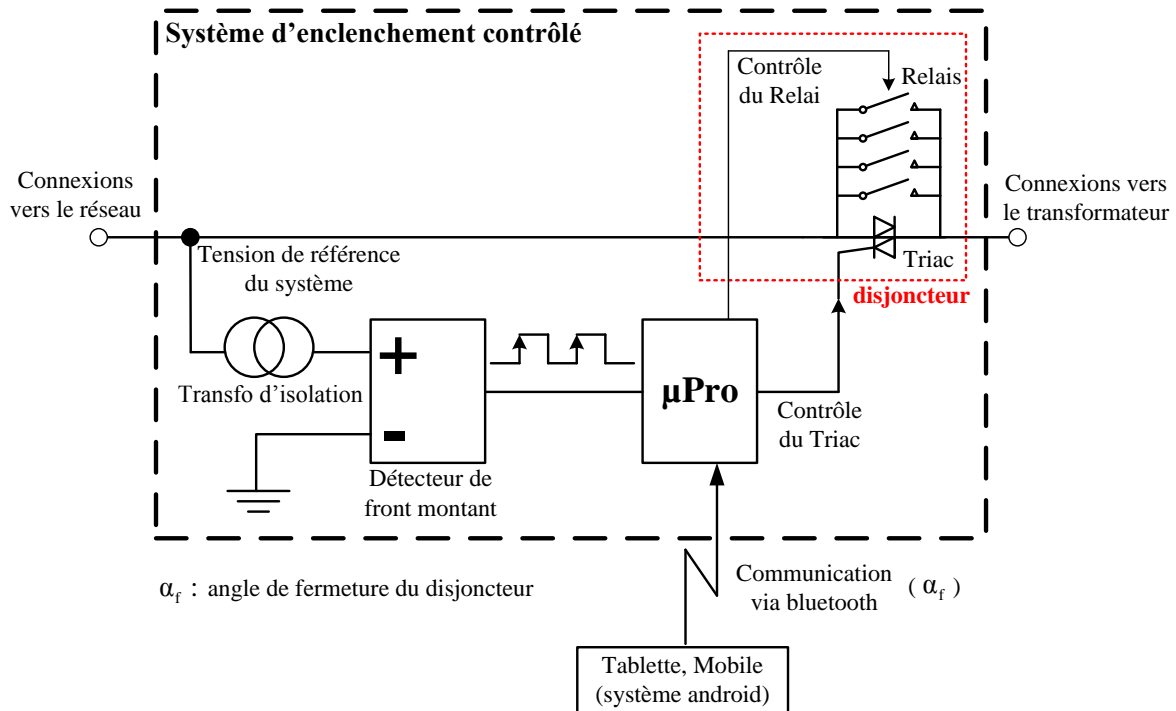


Figure III-2 Schéma du système d'enclenchement contrôlé utilisé pendant les essais.

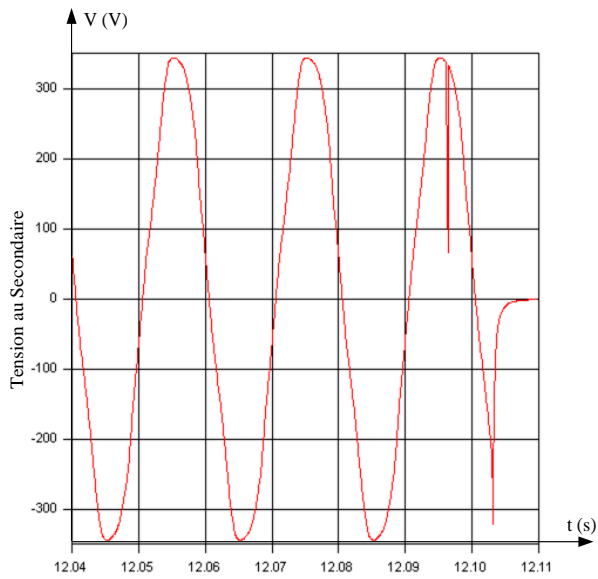
Le microprocesseur ( $\mu\text{Pro}$ ) commande le fonctionnement du système d'enclenchement contrôlé tant à la fermeture comme à l'ouverture.

À l'ouverture du disjoncteur (ouverture du relais, car le triac ne conduit plus) le microprocesseur reçoit via bluetooth l'angle d'ouverture du pôle du disjoncteur ( $\alpha_o$ ) puis il détecte le front montant du prochain passage de la tension de référence par zéro. Une fois qu'il a ces deux informations, il envoie l'ordre d'ouverture pour le relais de sorte que le disjoncteur soit en position fermée et donc que le transformateur soit connecté au réseau au moment initialement souhaité (correspondant à l'angle  $\alpha_o$ ).

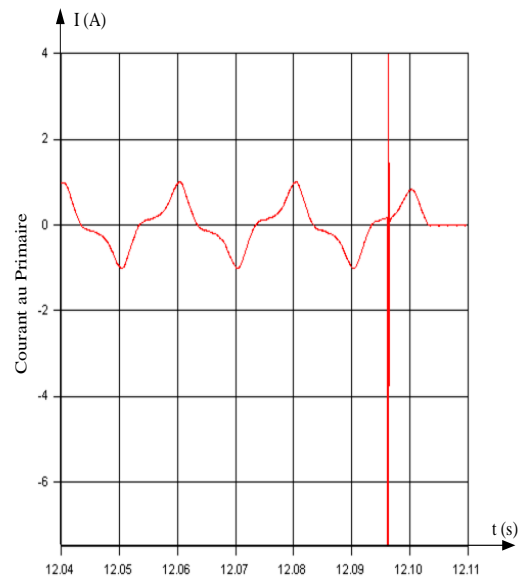
Par contre, au moment de l'ouverture, en fonction de l'angle choisi, des pics de tension et courant sont générés aux bornes du relais. Ces transitoires de tension et courant sont vus par le triac qui se remet à conduire sur une demi alternance positive ou négative de plus de manière à magnétiser le circuit magnétique du transformateur toujours avec les mêmes valeurs de flux rémanent. Ces valeurs correspondent à  $\pm 0,61$  Wb ce qui correspond à  $\pm 0,59$  p.u. du flux à tension nominale.

La Figure III-3, ci-dessous, montrent un exemple d'ouverture du système d'enclenchement contrôlé et un graphe de la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur en fonction de l'angle d'ouverture choisi. Nous devons

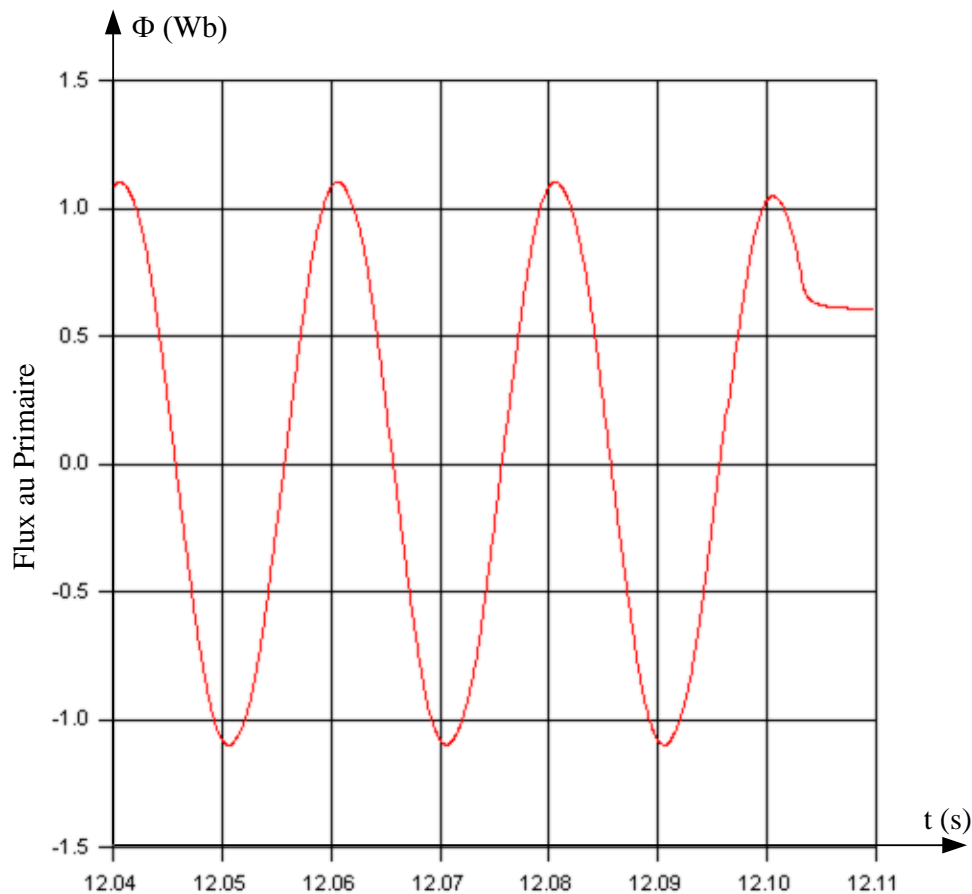
souligner que les valeurs de flux rémanent sont obtenues à partir de l'intégration de la tension mesurée directement au secondaire du transformateur.



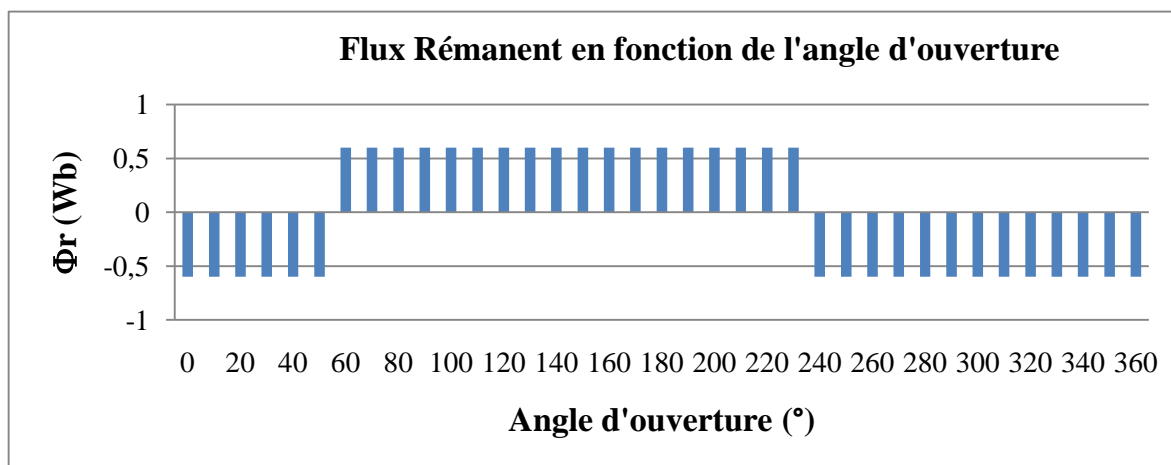
**a) Tension mesurée au secondaire**



**b) Courant mesuré au primaire**



**c) Flux estimé au primaire**



d) Graphe des flux rémanents présents dans le circuit magnétique en fonction de l'angle d'ouverture

Figure III-3 Exemple d'une ouverture lorsque le système d'enclenchement contrôlé est connecté à un transformateur monophasé de 1,15kVA et l'angle d'ouverture correspondait à 90°.

Nous devons souligner que cette fonctionnalité n'a pas été prévue au départ, mais elle s'est montrée vraiment utile pour les essais de validation de la méthode proposée en [CAV-11.1] qui seront présentés par la suite. Le procédé utilisé pour l'obtention de ces valeurs sera également détaillé dans la suite de ce chapitre, §III.1.2.2.

D'autre part, le rôle des quatre contacts du relai est d'assurer le fonctionnement du disjoncteur dans le cas où le courant d'appel est trop élevé. Les quatre contacts assurent la conduction d'un courant nominal de  $50A_{\text{eff}}$  ou de  $80A_{\text{crête}}$  pendant quelques millisecondes. Ainsi, notre système d'enclenchement peut supporter un courant d'appel de 7 fois le courant nominal en charge du transformateur ( $5A_{\text{eff}}$ ) sans aucun souci. Nous devons aussi souligner que le microprocesseur prend en compte les temps de retard du triac et du relai pour donner les ordres de fermeture.

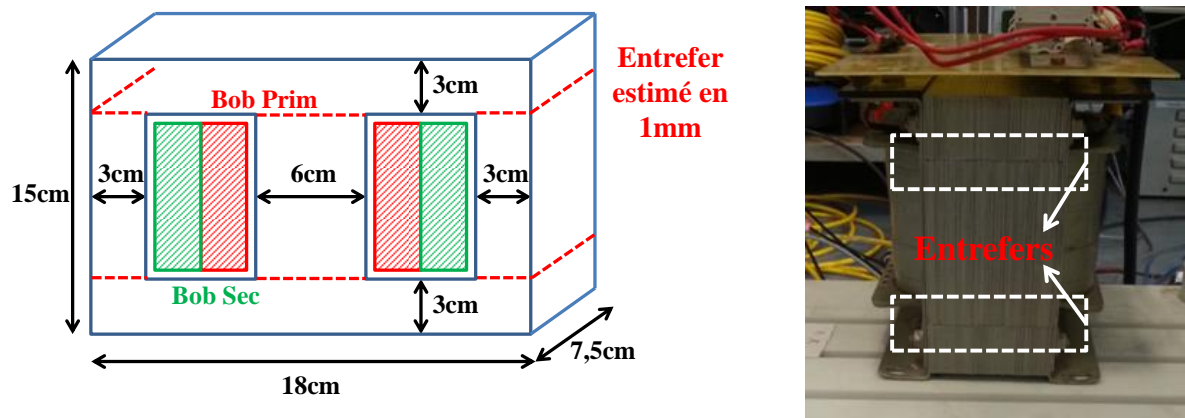
### III.1.1.2. Transformateur Monophasé

Le transformateur retenu pour les essais est un transformateur CECLA, monophasé de 1,15 kVA identique à celui déjà présenté dans le Chapitre II. Les caractéristiques électriques nominales et la courbe «  $\Phi(I)$  » (cycle majeur d'hystérésis) à 50Hz décrite par le circuit magnétique lorsque le transformateur est à vide à tension nominale, sont rappelées respectivement dans le Tableau III-1 et dans la Figure III-4. Nous devons souligner qu'à cause de la géométrie du transformateur monophasé à trois colonnes, le flux dans la colonne centrale est deux fois plus grand que le flux dans chacune des deux colonnes extérieures. Par contre, l'induction est exactement la même dans la colonne centrale et dans les deux colonnes extérieures. Ainsi l'induction mesurée par les capteurs correspondra au flux magnétique qui circule dans la colonne centrale du circuit magnétique du transformateur.



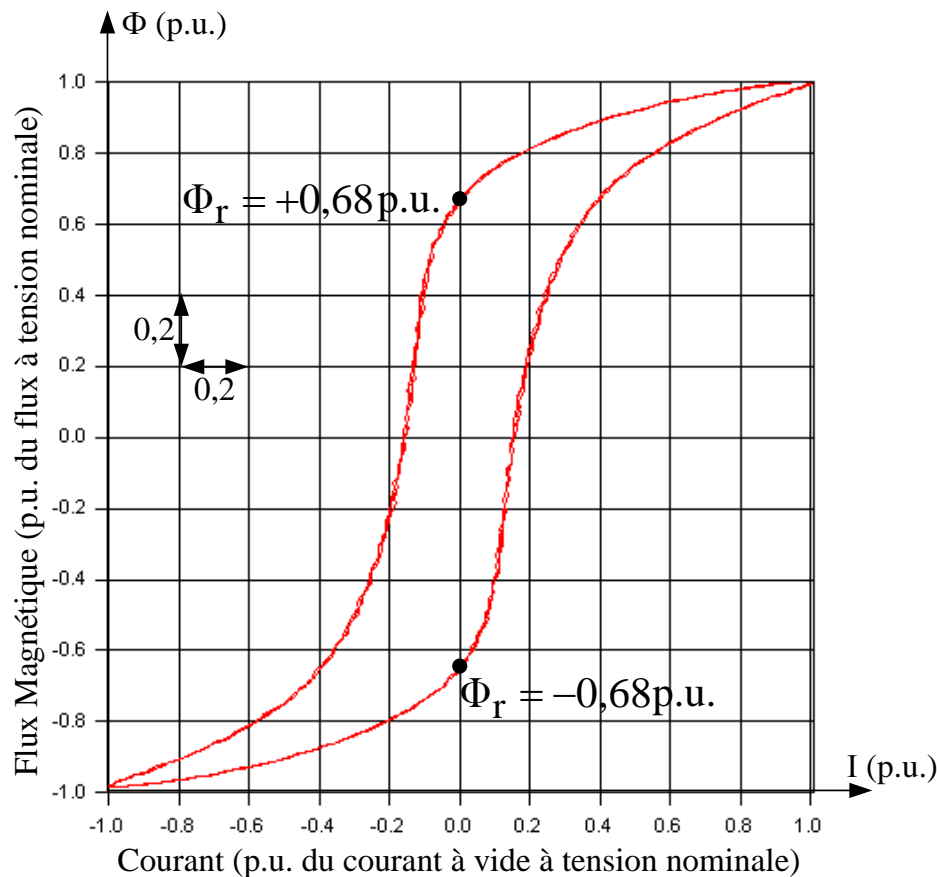
$S_{\text{ nominale}}$ (kVA)	$V_{\text{ primaire}}$ (V <sub> crête</sub> )	Rapport de transformation	$I_{\text{ primaire}}$ à vide (A <sub> crête</sub> )	$I_{\text{ primaire}}$ en charge (A <sub> crête</sub> )	$\Phi_{\text{ primaire}}$ à vide (Wb <sub> crête</sub> )	$\Phi_{\text{ r max}}$ (Wb <sub> crête</sub> )	$\Phi_{\text{ r min}}$ (Wb <sub> crête</sub> )
1,15	325	1	0,8	7,07	1,03	+0,70	-0,70

Tableau III-1 Caractéristiques nominales du transformateur retenu pour les essais



a) Données géométriques du transformateur

b) Vue latérale du transformateur



c) Courbe «  $\Phi(I)$  » (cycle majeur de la courbe d'hystérésis à 50Hz) décrit par le transformateur

Figure III-4 Données constructives et courbe «  $\Phi(I)$  » du transformateur.

### III.1.1.3. Capteurs d'induction magnétique

Une bonne estimation du flux rémanent dépend fortement d'une bonne mesure de l'induction magnétique, ce qui fait du choix du capteur une étape importante.

Notre capteur doit répondre au cahier des charges suivant :

- Il doit être capable de réaliser une mesure d'un signal dynamique (50Hz) qui correspond au champ magnétique dû au courant qui circule dans la bobine et au champ magnétique dû au flux magnétique qui circule dans le noyau lorsque le transformateur est sous tension.
- Le capteur doit aussi assurer la mesure d'un signal continu (0Hz) qui correspond au champ magnétique externe (champ magnétique terrestre plus le champ magnétique du aux pièces ferromagnétiques aimantées à proximité du transformateur) et au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique lorsque le transformateur est hors tension.
- Enfin, le capteur doit aussi assurer la mesure de l'induction magnétique lors du passage par zéro du courant. Ces deux valeurs d'induction correspondent aux valeurs positives et négatives de flux rémanent décrites par le circuit magnétique du transformateur lorsqu'il est sous tension à vide. Comme nous l'avons montré dans le Chapitre II, ces valeurs de flux rémanent ne sont pas très loin des valeurs maximales et minimales de flux rémanent que le circuit magnétique peut atteindre. Ainsi, si le capteur est adapté pour mesurer l'induction à ce moment, il sera adapté pour mesurer l'induction  $B_{CM_{\text{capteur}}}$ , qui correspond à l'induction due au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur lorsqu'il est hors tension. Par contre l'obtention de ces valeurs d'induction est complexe à déterminer par avance, parce que très liées à la position du capteur, et plus particulièrement à sa distance des sources des champs magnétique de fuite au voisinage du circuit magnétique. De plus, l'obtention de ces résultats par simulation n'est pas aisée, car les entrefers du circuit magnétique ne sont pas maîtrisés. Ainsi, la meilleure façon de déterminer ces valeurs est donc le recours à l'expérimentation.

La technologie choisie pour les capteurs est la technologie Fluxgate. Elle est utilisée au sein du G2Elab depuis des dizaines d'années et a fait ses preuves pour la mesure de champs magnétiques basses fréquences avec une précision de l'ordre du nanoteslas [VUI-08] et pour leur immunité aux chocs magnétiques qui dans notre cas d'application peuvent être générés par les courants d'appels importants.

Ces capteurs possèdent trois axes de mesure (Figure III-5). Leur électronique est intégrée au capteur, il fonctionne avec une alimentation de  $\pm 12$  V et leur fréquence de coupure est de 3 kHz [BAR]. Leur gamme est de  $\pm 1000$   $\mu$ T. Cette gamme a été choisie d'abord parce que les capteurs sont positionnés très proches du circuit magnétique (champ magnétique plus élevé) et parce que nous voulons mesurer le signal d'induction à la fois lorsque le transformateur est sous tension et hors tension.



**Figure III-5** Capteur d'induction de technologie Bartington utilisé pendant les essais

#### **III.1.1.4. Dispositif de Prefluxing**

Le dispositif de Prefluxing présenté ci-dessous, est identique à celui présenté dans le Chapitre II. Il consiste en une simple source de courant qui est connectée au primaire du transformateur au moyen d'un disjoncteur, Disj. 1 (Figure III-1 a).

Conformément au Chapitre II, le dimensionnement de cette source dépend de deux paramètres : la valeur maximale du courant que l'on veut injecter dans le transformateur et la tension de sortie que la source peut délivrer.

Dans nos cas d'application qui seront présentés par la suite, nous avons retenu comme source une alimentation bipolaire de marque Kepco 20V/10A. Sur la Figure III-6, nous pouvons voir l'amplificateur utilisé comme source de courant à la place de tension lors des essais et le générateur de signal délivrant la forme d'onde de la tension de commande permettant de piloter la source de courant Kepco.



**Générateur de  
Signal (GBF)**

**Kepco**

**Figure III-6** Source de courant et générateur de signaux utilisés pendant les essais.



### III.1.1.5. Systèmes de mesures électriques

Les signaux électriques à mesurer pendant la réalisation des essais sont les tensions primaires et secondaires du transformateur, la tension du réseau, la tension de sortie des capteurs d'inductions magnétiques et le courant primaire du transformateur.

Les mesures de la tension primaire et de la tension du réseau vont nous permettre de vérifier le bon fonctionnement du système d'enclenchement contrôlé. De plus, l'estimation du flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur après la mise hors tension s'effectue à partir de la tension mesurée au secondaire du transformateur. Nous utilisons également la tension de sortie des capteurs d'inductions magnétiques et la mesure du courant dans le primaire.

La mesure de ces signaux a été faite par la même chaîne d'acquisition Nicolet Vision XP présentée dans le Chapitre II, mais qui était cette fois ci, configurée avec une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz pendant les essais.

Nous devons souligner que, pour les raisons déjà expliquées dans le Chapitre II, les mesures des tensions (primaire et secondaire du transformateur) ont été récupérées directement aux bornes des bobines du transformateur et la mesure du courant dans le primaire a été fait par un shunt qui dans notre cas d'application correspond à un shunt de 5A/100mV.

Les Figure III-7 a et b montrent respectivement le système d'acquisition Vision et le shunt utilisé pendant les essais.



a) Système d'acquisition Vision



b) Shunt

Figure III-7 Système de mesures électriques utilisé pendant les essais

### III.1.2. Efficacité de la stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique, [CAV-11.1]

L'objectif de ce paragraphe est de revalider la méthode proposé en [CAV-11.1] et de comparer les résultats obtenus avec ceux obtenus par la méthode d'intégration de la tension. Pour cela, une séquence spécifique de onze mises sous tension brusque a été réalisée en utilisant le banc d'essais qui vient d'être présenté. La séquence de mise sous tension et les résultats obtenus par les deux méthodes (intégration de la tension et mesure directe du flux par

mesure de l'induction) sont présentés ensuite. Nous devons souligner que cette analyse a été réalisée pour le transformateur monophasé de 1,15kVA sans cuve.

### III.1.2.1. Description de l'essai

La séquence de mise sous tension présentée ci-dessous a suivi un ordre très spécifique d'angles de fermeture ( $\alpha_f$  égal à  $09^\circ$ ,  $56^\circ$  et  $123^\circ$ ) et d'ouverture ( $\alpha_o$  égal à  $90^\circ$  et  $270^\circ$ ). Cette séquence est montrée dans le Tableau III-2, ci-dessous.

No. de la Mise sous/hors tension	Angle de fermeture en degré ( $\alpha_f$ )	Angle d'ouverture en degré ( $\alpha_o$ )
1	90	90
2	123	270
3	56	90
4	123	270
5	56	90
6	123	270
7	56	90
8	123	270
9	56	90
10	123	270
11	56	90

Tableau III-2 Angles de fermeture et d'ouverture correspondant à chaque mise sous tension

Tout d'abord nous devons souligner que pendant les essais, la tension d'alimentation du transformateur est supérieure à la tension nominale du transformateur. La tension est égale à  $343 V_{crête}$  ( $1,055$  p.u. de la tension nominale), ce qui correspond à un flux en régime établi de  $1,1 Wb_{crête}$  ( $1,068$  p.u. du flux à tension nominale). Nous devons aussi souligner que dans ce cas le courant primaire est de  $1 A_{crête}$  ( $1,25$  p.u. du courant nominal à vide à tension nominale).

Comme nous avons montré précédemment dans le Chapitre II, avec ce transformateur, lorsque le système d'enclenchement contrôlé ouvre le disjoncteur avec les instants d'ouverture de,  $90^\circ$  ou de  $270^\circ$ , seulement deux valeurs possibles de flux rémanent peuvent être présentes dans le circuit magnétique du transformateur que l'on utilise, c'est-à-dire  $\pm 0,61 Wb$  ( $\pm 0,59$  p.u. du flux à tension nominale).

A l'aide de l'équation (I.10) présentée dans le Chapitre I et des informations ci-dessus, nous calculons que l'instant de fermeture optimal pour ces valeurs de flux rémanent est de  $123^\circ$  pour un flux rémanent de  $+0,59$  p.u. du flux à tension nominale et  $56^\circ$  pour un flux rémanent de  $-0,59$  p.u. du flux à tension nominale. Ainsi, lorsque le transformateur est mis sous tension en respectant la séquence des angles de fermeture et d'ouverture proposés ci-dessus, normalement, les courants d'appels devraient être éliminés à chaque mise sous tension. La Figure III-8, ci-dessous, montre les signaux de tension et courant mesurés lors de la séquence des ces onze enclenchements.

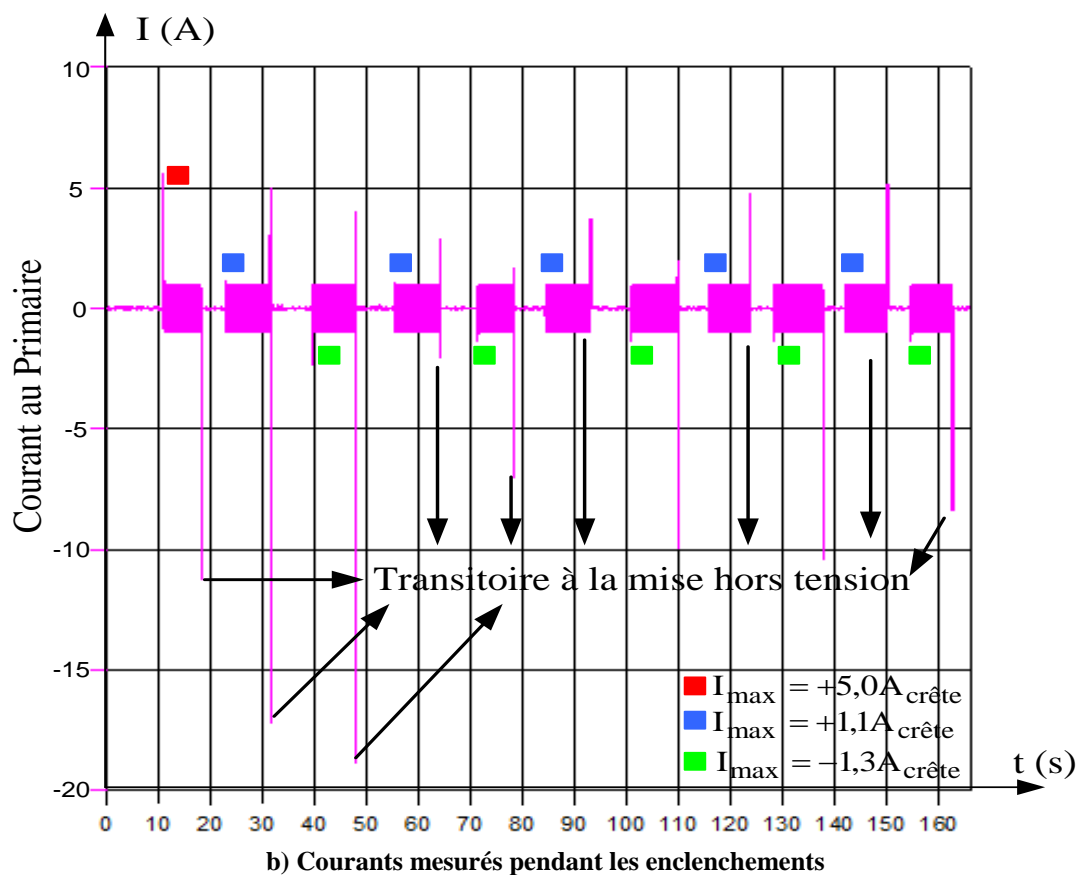
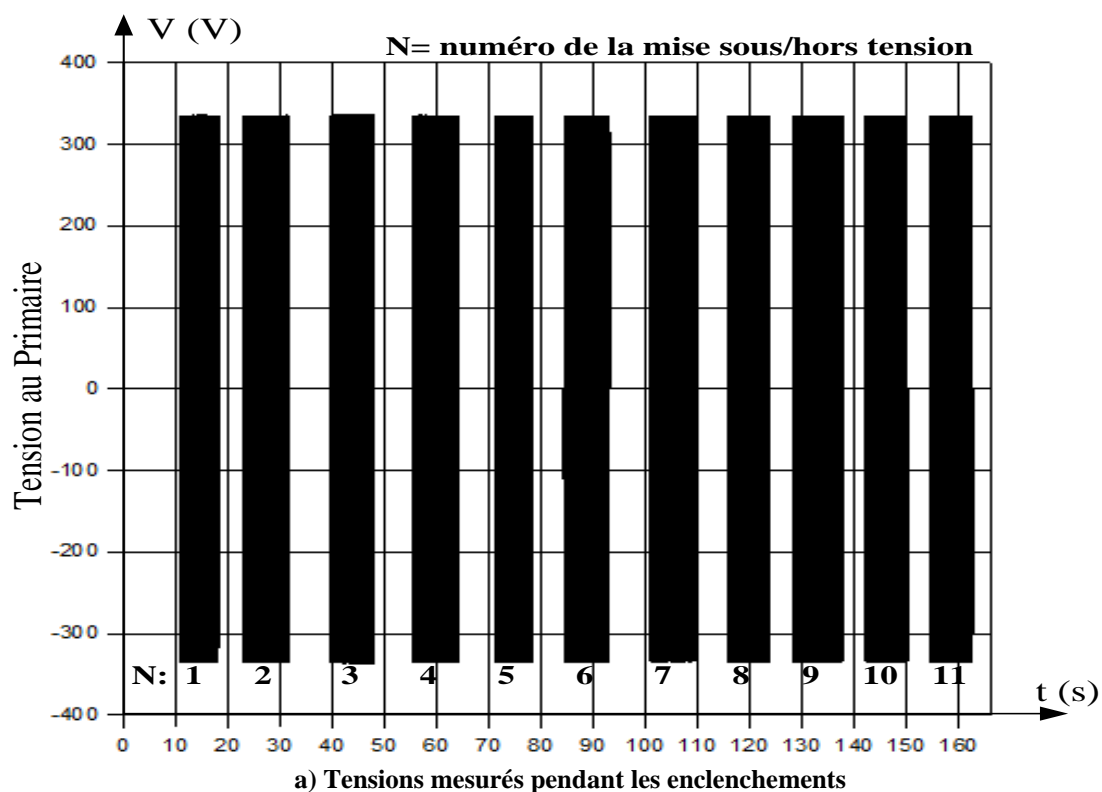
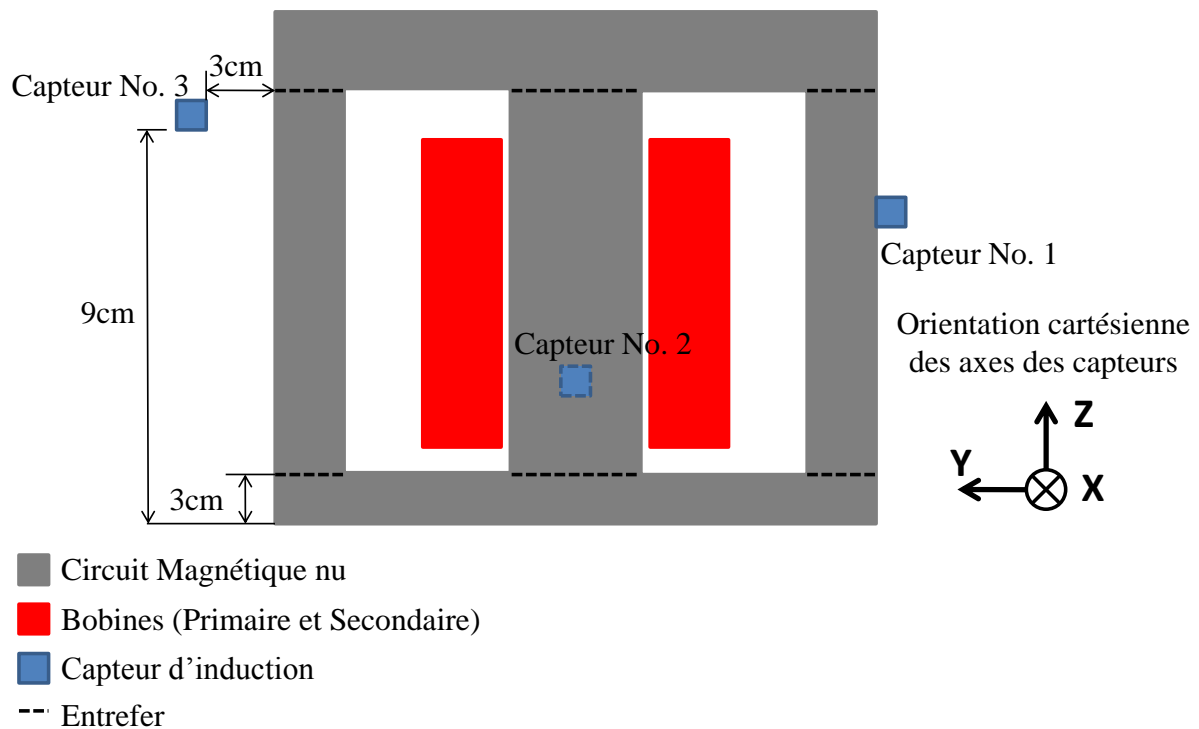


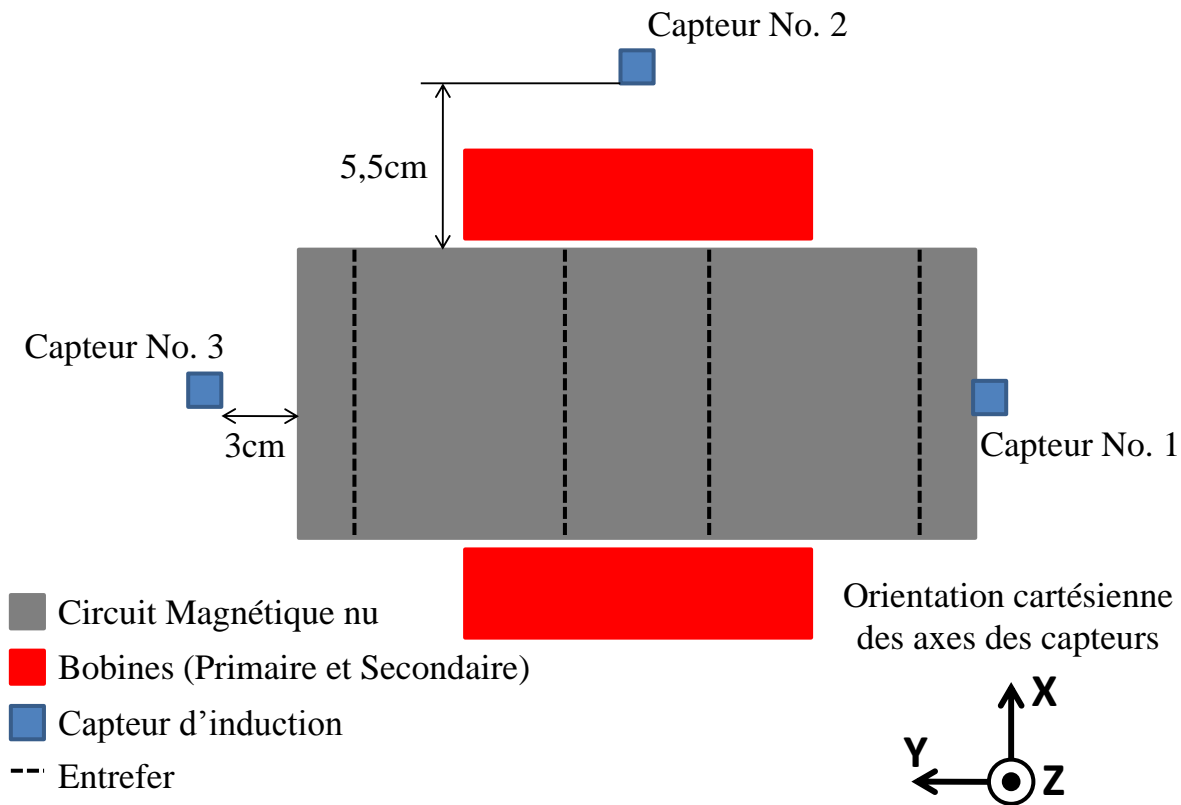
Figure III-8 Séquence d'onze enclenchements réalisés avec un transformateur monophasé de 1,15 kVA avec les angles de fermeture et ouverture décrits dans le Tableau III-2.

Comme nous pouvons le constater sur la Figure III-8 ci-dessus, sauf pour l'enclenchement No.1 où le courant d'appel correspond à 0,71 p.u. du courant nominal en charge, tous les autres enclenchements ont été réussis car les courants d'appels ont été minimisés à  $\pm 0,16$  p.u. du courant nominal en charge. Ceci est la preuve que l'estimation du flux rémanent et que les angles de fermeture et ouverture ont été correctement estimés et imposés au disjoncteur. Nous devons souligner que lors de l'enclenchement No. 1, la valeur de flux rémanent était inconnue, ainsi, nous avons fait le choix de minimiser le risque d'avoir un courant d'appel très élevé en choisissant un angle de fermeture de  $90^\circ$ , lequel met à zéro le terme ( $\Phi_n \cos(\alpha)$ ) de l'équation temporelle de flux, équation (I.6) du Chapitre I.

Intéressons-nous maintenant à la position des capteurs d'induction autour du transformateur. Comme cela a été montré dans [CAV-11.1] par simulations à éléments finis, l'induction magnétique à l'extérieur du circuit magnétique du transformateur décroît avec la distance lorsqu'il est sous/hors tension. De plus, il a été montré aussi que l'induction est plus forte aux niveaux des entrefers du circuit magnétique. En tenant compte de ces informations et de la géométrie du transformateur, trois capteurs triaxiaux ont été placés en face des différents entrefers présents dans le circuit magnétique du transformateur avec pour but de maximiser l'induction magnétique mesurée par les capteurs et d'augmenter le rapport signal sur bruit. La Figure III-9, ci-dessous, montre un schéma de la position et de l'orientation des capteurs par rapport au transformateur.



a) Positionnement des capteurs pendant l'essai, vue frontale du transformateur (voir Figure III-1).



b) Positionnement des capteurs pendant l'essai, vue de dessus du transformateur (voir Figure III-1).

Figure III-9 Schématique de la position et orientation des capteurs par rapport le transformateur

### III.1.2.2. Estimation du flux rémanent par la méthode d'intégration de la Tension

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats de l'estimation de la valeur du flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur après chacune des onze mises hors tensions présentées dans la Figure III-8. Pour cela, nous allons nous servir de la méthode de l'intégration de la tension.

Dans un premier temps, le signal de tension mesuré aux bornes du secondaire du transformateur est intégré. Comme ceci a été expliqué précédemment dans les Chapitres I et II, nous utilisons la tension secondaire mesurée sur le secondaire ouvert. En effet, celle-ci est directement proportionnelle à la dérivée de flux magnétique qui circule dans le circuit magnétique du transformateur (contrairement à celle du primaire où elle dépend également de la chute de tension due à la résistance de l'enroulement et au courant d'alimentation). Une fois le flux obtenu, il est traité numériquement et centré autour de zéro pour que la valeur de flux rémanent puisse être obtenue. La Figure III-10 et le Tableau III-3, ci-dessous, montrent respectivement la valeur de flux rémanent estimée lors de la mise hors tension No. 3 et les valeurs de flux rémanent obtenues pour chacune des onze mises hors tension réalisées pendant l'essai.

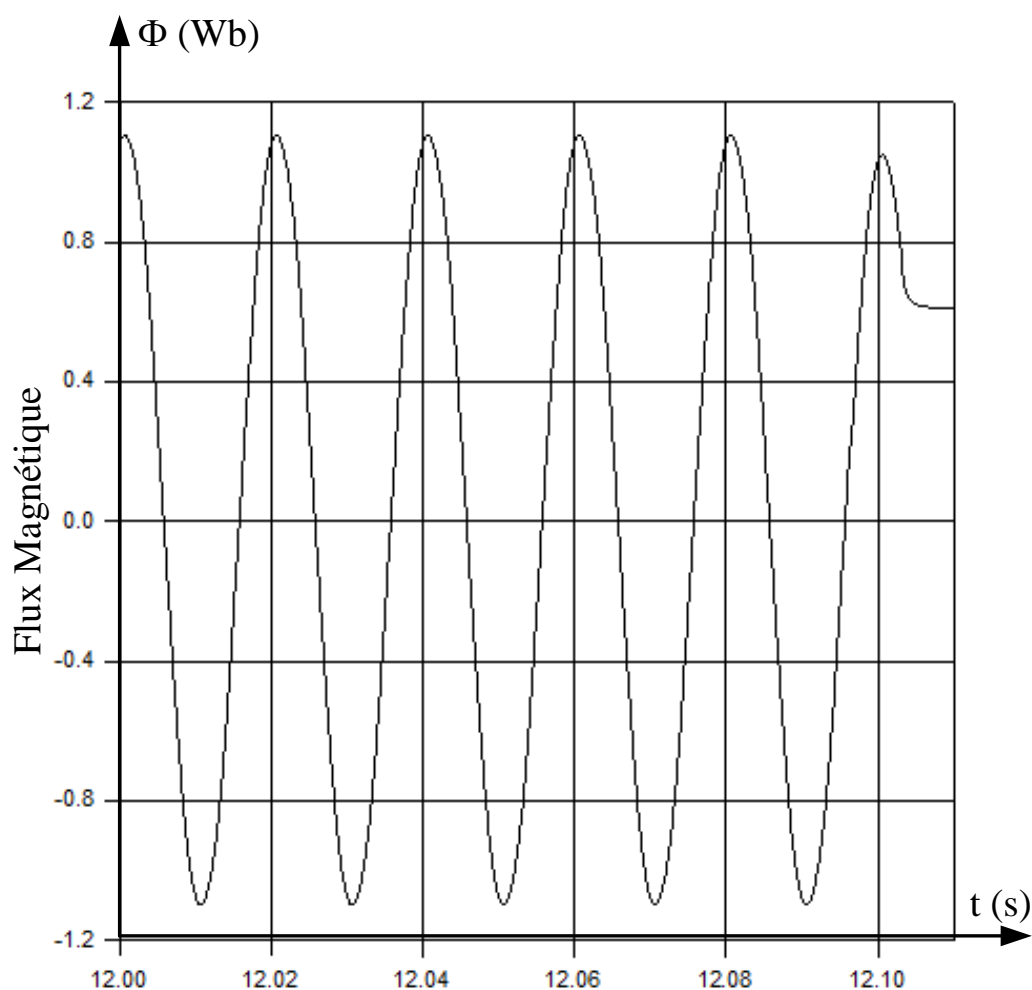


Figure III-10 Valeur de flux rémanent estimée par la méthode d'intégration de la tension pendant la mise hors tension du transformateur, plus précisément la mise hors tension No. 3 présentée dans le Tableau III-2.

No. de la mise sous/hors tension	$\Phi_r$ (p.u. du flux à tension nominal)
1	+0,59
2	-0,59
3	+0,59
4	-0,59
5	+0,59
6	-0,59
7	+0,59
8	-0,59
9	+0,59
10	-0,59
11	+0,59

Tableau III-3 Résultats obtenus par la méthode Intégrale de la Tension

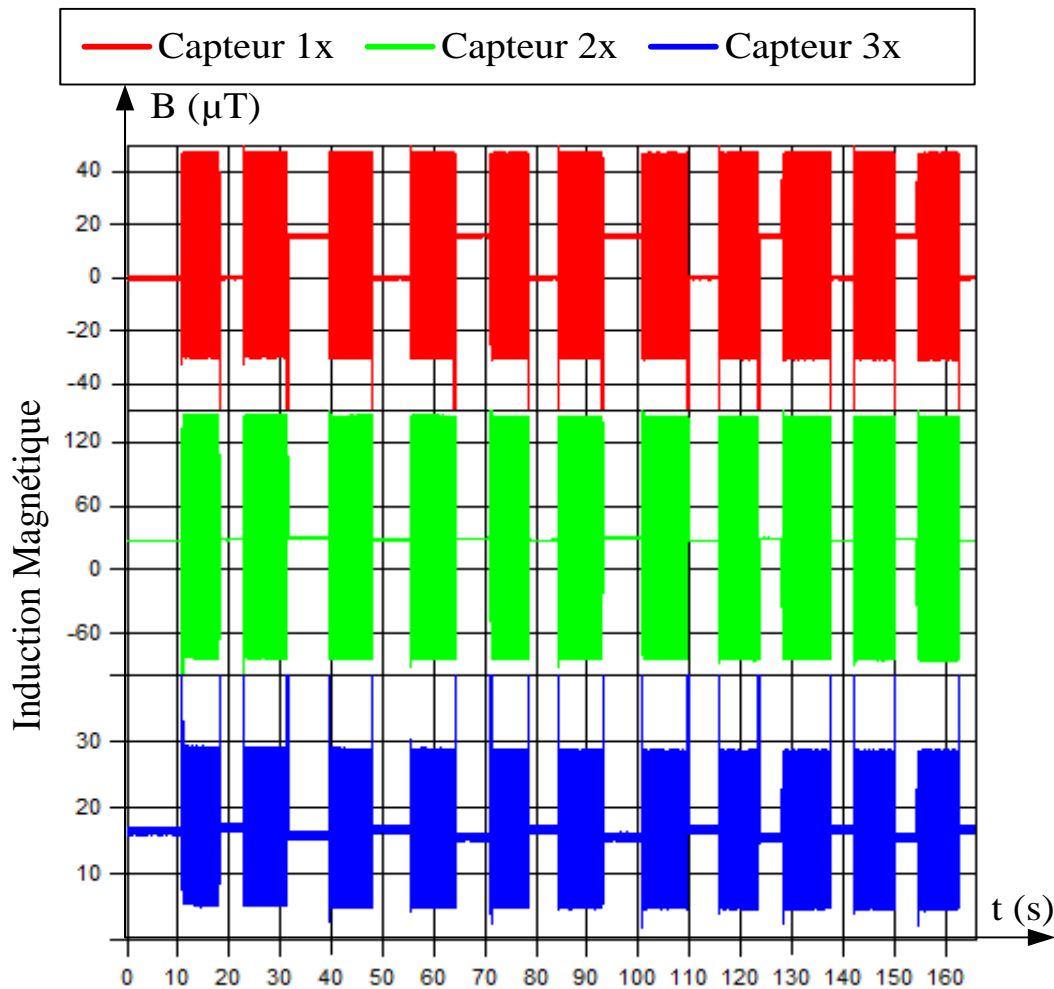
Comme nous pouvons le constater dans le Tableau III-3, les valeurs de flux rémanents calculées par la méthode de l'intégration de la tension valent bien +0,59 p.u. du flux à tension

nominale pour un angle d'ouverture égal à  $90^\circ$  et  $-0,59$  p.u. du flux à tension nominale pour un angle d'ouverture égal à  $270^\circ$ , comme ceci a été annoncé dans la description de l'essai. Nous devons souligner que les résultats obtenus par cette méthode seront utilisés comme référence.

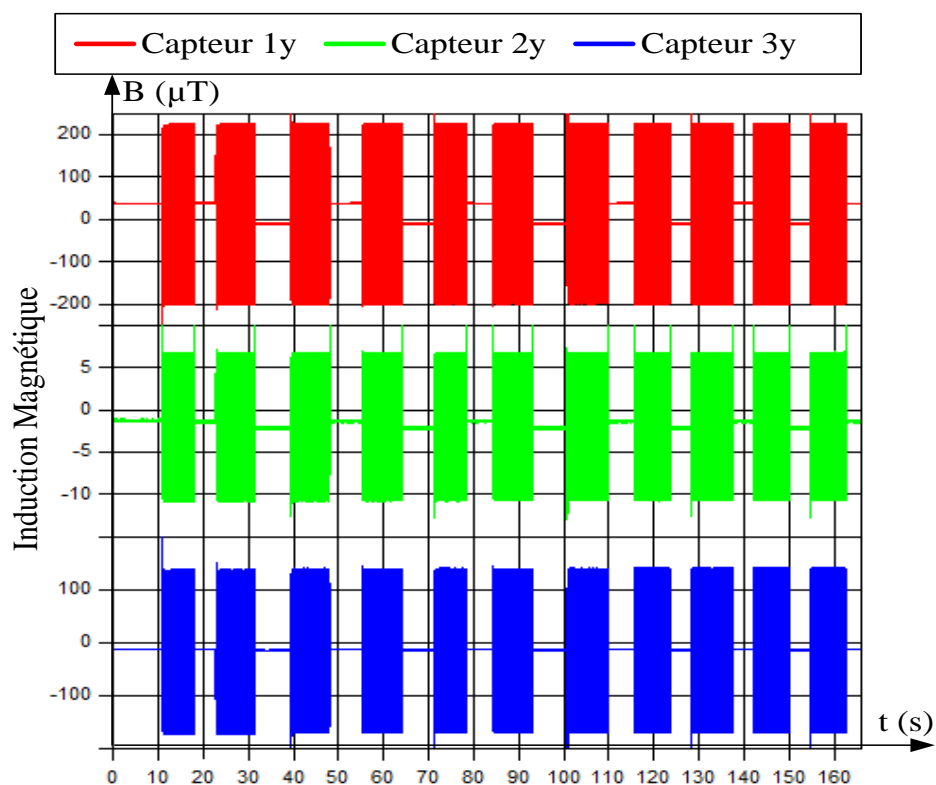
### III.1.2.3. Calcul du flux rémanent par la méthode standard de mesure directe du flux par la mesure de l'induction magnétique

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats obtenus par l'estimation de la valeur de flux rémanent par la mesure de l'induction magnétique après chacune des onze mises hors tensions du transformateur.

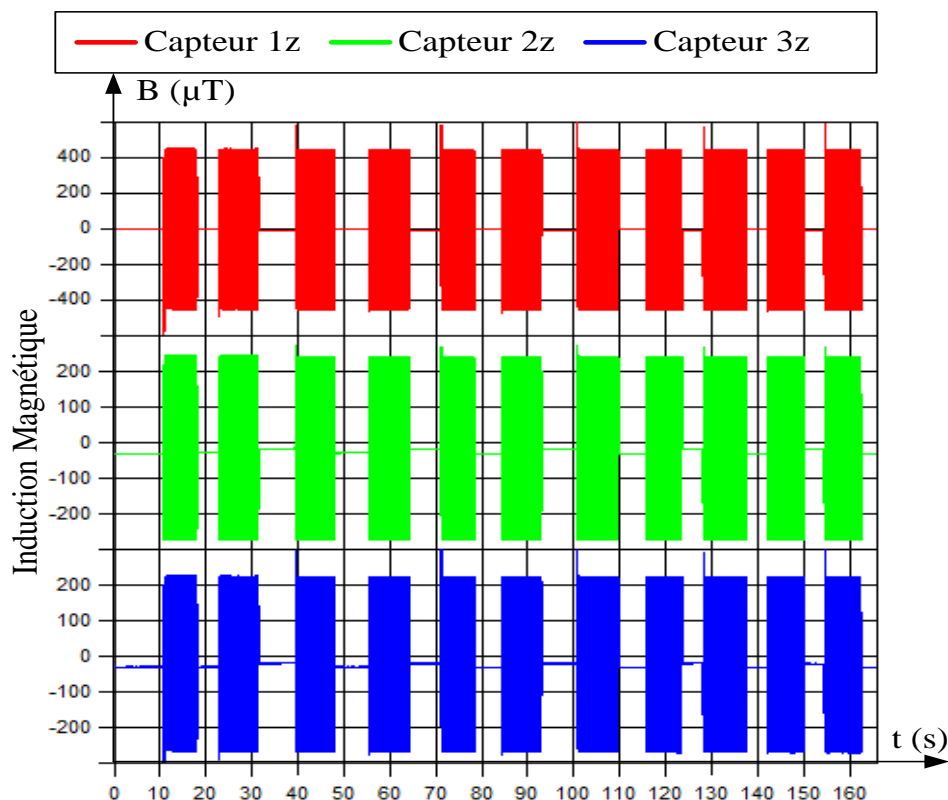
Tout d'abord une analyse rapide des signaux d'induction mesurés par les capteurs 1, 2 et 3 est réalisée, avec pour but de vérifier si la gamme des capteurs ( $\pm 1000 \mu\text{T}$ ) a bien été choisie et si les signaux des inductions sont exploitables. La Figure III-11 ci-dessous montre les signaux des inductions mesurées par les capteurs pendant les mises sous tensions.



a) Signaux des inductions mesurées par les capteurs No. 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu) voie X



b) Signaux des inductions mesurées par les capteurs No. 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu) voie Y



c) Signaux des inductions mesurées par les capteurs No. 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu) voie Z

Figure III-11 Signaux des inductions mesurées par les capteurs 1, 2 et 3 voies X, Y et Z pendant les onze mises sous tensions présentés dans le Tableau III-2.



A partir de la Figure III-11, nous pouvons constater que les voies ne saturent pas lorsque le transformateur se trouve en régime établi, ce qui montre que la gamme de  $\pm 1000 \mu\text{T}$  pour les capteurs d'induction a été bien choisie même si une gamme plus petite aurait pu être plus précise. Les paramètres  $\Delta\Phi$ ,  $\Delta B$  et  $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}}$  de l'équation (III.3) peuvent être calculés sans problème. Nous pouvons aussi constater que toutes les voies présentent une induction magnétique moyenne non nulle ce qui montre bien la présence du champ magnétique externe mentionné auparavant. De plus, l'induction moyenne mesurée reste constante pendant toute la durée de l'essai, ce qui montre que l'environnement magnétique autour du transformateur ne varie pas pendant l'essai. Ceci est logique car le transformateur n'a pas de cuve pendant les essais.

Un autre point intéressant à souligner est que toutes les voies des capteurs ne présentent que deux états d'induction magnétique lorsque le transformateur est hors tension et que ces deux états d'induction magnétique ne sont jamais égaux entre deux mises hors tension consécutives. Nous pouvons rappeler que ces états d'induction magnétique correspondent au champ magnétique externe plus le champ magnétique dû au flux rémanent. L'écart (eB) entre ces deux états d'induction magnétique correspond à l'écart de flux rémanent obtenu entre deux mises hors tension consécutives. Cet écart de flux rémanent est constant et vaut 1,18 p.u. du flux à tension nominale (voir le Tableau III-3). Il est logique que l'induction magnétique mesurée présente le même comportement. Le Tableau III-4, ci-dessous, donne l'écart d'induction (eB) obtenue pour les voies de chacun des capteurs.

Capteur No. 1		Capteur No. 2		Capteur No. 3	
voie	eB ( $\mu\text{T}$ )	voie	eB ( $\mu\text{T}$ )	voie	eB ( $\mu\text{T}$ )
X	16	X	1,8	X	1,2
Y	48	Y	0,9	Y	1,3
Z	7	Z	12	Z	9

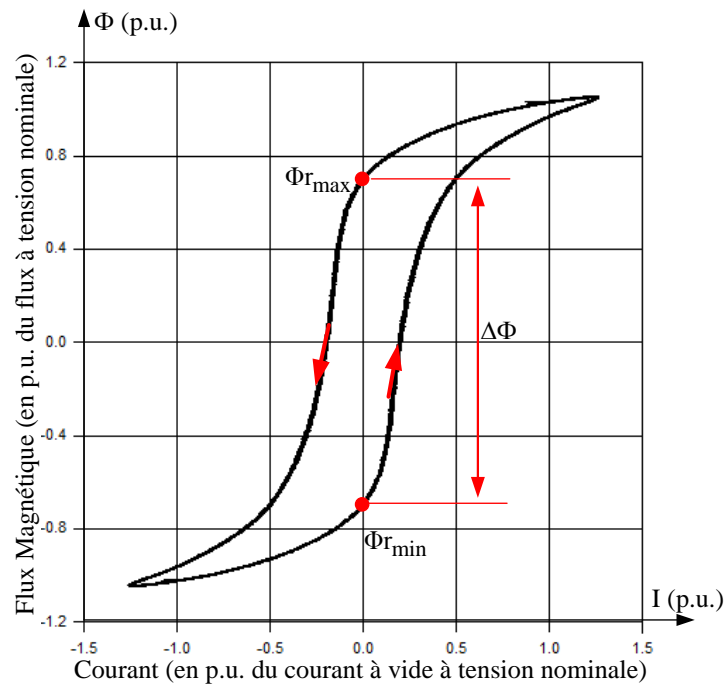
Tableau III-4 Écarts de l'induction magnétique calculés pour chacune des voies de chacun des capteurs

En analysant les écarts d'induction calculés, nous pouvons constater que la voie « Y » du capteur No. 1 et les voies « Z » pour les capteurs No. 2 et 3 sont les voies qui « voient » le plus le champ magnétique dû au flux rémanent hors tension. Cette affirmation se base sur le fait qu'entre deux mises hors tension consécutives (par exemple 1 et 2 ; 2 et 3 ; etc.), l'écart d'induction vu par ces voies (« Y » pour le capteur No. 1 et « Z » pour les capteurs No. 2 et 3) est plus fort que l'écart d'induction vu par les autres voies.

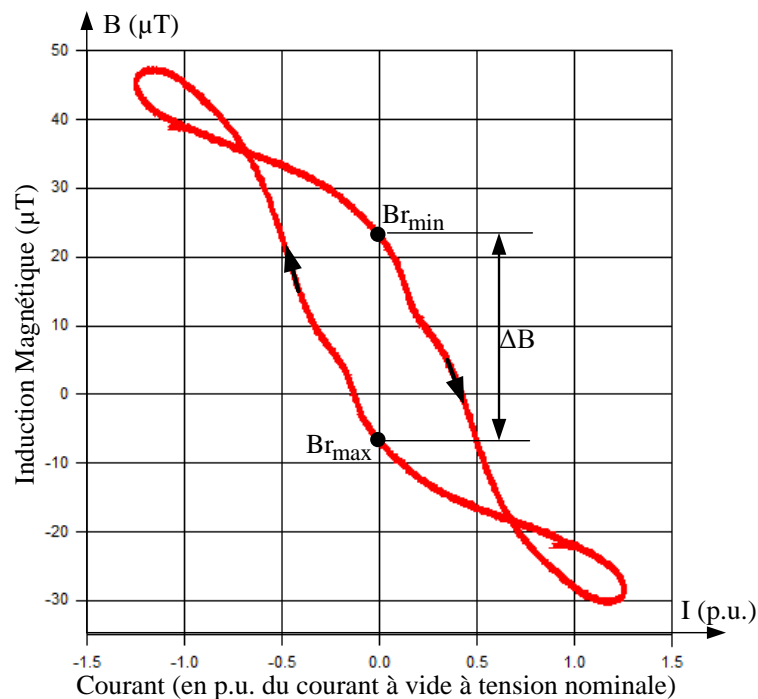
En conclusion, nous pouvons dire que les 9 voies sont exploitables et elles pourront être utilisées pour l'estimation du flux rémanent après chacune des onze mises hors tension montrées dans la Figure III-7 et Tableau III-2. Le procédé pour l'estimation des valeurs de flux rémanent est maintenant présenté.

Dans un premier temps, les signaux des tensions dans le secondaire, courants dans le primaire et des inductions (capteurs 1, 2 et 3) sont mesurés pendant chacune des onze mises hors tension du transformateur. Rappelons que le flux magnétique est également estimé à partir de l'intégration de la tension. Les valeurs de flux et d'induction lorsque le courant vaut zéro sont relevés, afin d'obtenir les paramètres  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$  de l'équation (III.3), où  $\Delta\Phi$  correspond à l'écart entre les valeurs positives et négatives maximales de flux rémanent ( $\Phi_{\text{max}}$  et  $\Phi_{\text{min}}$ ) décrites par le circuit magnétique du transformateur et  $\Delta B$  est l'écart entre deux valeurs des inductions ( $B_{\text{rmax}}$  et  $B_{\text{rmin}}$ ) qui correspondent aux valeurs positives et négatives maximales de flux rémanent à courant nul. La Figure III-12, ci-dessous, montre un

exemple des valeurs retenues pour les paramètres  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$  lors de la mise hors tension No. 3 montrée dans le Tableau III-2.



a) Flux  $\Phi(I)$  dans la colonne centrale du circuit magnétique du transformateur



b) Induction  $B(I)$  mesurée par le capteur No. 1 voie X

Figure III-12 Valeurs retenues pour les paramètres  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$  lors de la mise hors tension No. 3 montrées dans le Tableau III-2.

Dans la Figure III-12, ci-dessus, nous avons représenté 200 périodes des cycles  $\Phi(I)$  et  $B(I)$  juste avant la mise hors tension No. 3 du transformateur (voir Tableau III-2). La stabilité de ces mesures est donc remarquable et elle a été possible grâce à une très bonne précision de la mesure du courant. A partir de ces cycles,  $\Phi(I)$  et  $B(I)$ , nous pouvons relever les valeurs de 1,4Wb (0,7Wb-(-0,7Wb)) et 30 $\mu$ T ((-7 $\mu$ T)-23 $\mu$ T) pour les paramètres  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$ . Le Tableau III-5 ci-dessous, montre les valeurs de  $\Phi_{r_{max}}$ ,  $\Phi_{r_{min}}$ ,  $B_{r_{max}}$ ,  $B_{r_{min}}$ ,  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$  retenues pour chacune des voies pour chacun des capteurs.

Capteur No. 1						
Voie	$\Phi_{r_{max}}$ (Wb)	$\Phi_{r_{min}}$ (Wb)	$\Delta\Phi$ (Wb)	$B_{r_{max}}$ ( $\mu$ T)	$B_{r_{min}}$ ( $\mu$ T)	$\Delta B(\mu$ T)
X	+0,70	-0,70	1,40	-7	23	-30
Y	+0,70	-0,70	1,40	64	-36	100
Z	+0,70	-0,70	1,40	15	-28	43
Capteur No. 2						
Voie	$\Phi_{r_{max}}$ (Wb)	$\Phi_{r_{min}}$ (Wb)	$\Delta\Phi$ (Wb)	$B_{r_{max}}$ ( $\mu$ T)	$B_{r_{min}}$ ( $\mu$ T)	$\Delta B(\mu$ T)
X	+0,70	-0,70	1,40	27	32	-5
Y	+0,70	-0,70	1,40	-1,3	-2,4	1,1
Z	+0,70	-0,70	1,40	-51	8	-59
Capteur No. 3						
Voie	$\Phi_{r_{max}}$ (Wb)	$\Phi_{r_{min}}$ (Wb)	$\Delta\Phi$ (Wb)	$B_{r_{max}}$ ( $\mu$ T)	$B_{r_{min}}$ ( $\mu$ T)	$\Delta B(\mu$ T)
X	+0,70	-0,70	1,40	18,3	14,6	3,7
Y	+0,70	-0,70	1,40	-6,5	-22,5	16
Z	+0,70	-0,70	1,40	-49	3	-52

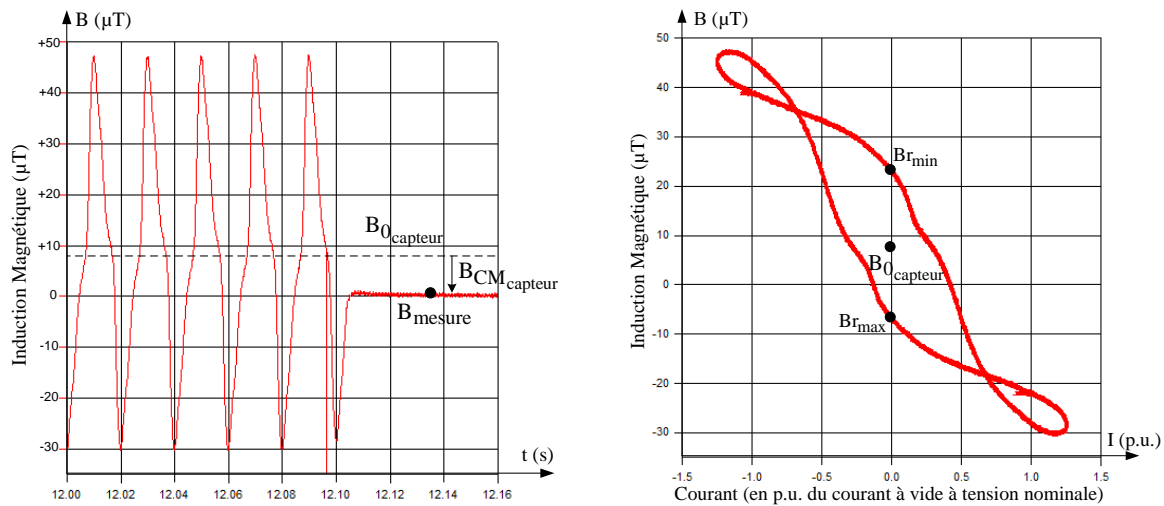
Tableau III-5 Valeurs de  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$  retenus pour les onze mises hors tension montrées dans le Tableau III-2

Nous devons souligner que les valeurs de  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$  présentées ci-dessus, ont été calculées pour chacune des onze mises hors tension du transformateur et que les résultats obtenus pour chaque mise hors tension sont quasiment les mêmes. Chaque valeur du tableau ci-dessus, représente la valeur retenue pour les onze mises hors tensions.

Pour estimer la valeur de flux rémanent, il faut encore estimer le paramètre  $B_{CM_{capteur}}$ . Cette valeur d'induction est obtenue par la soustraction entre le  $B_{mesuré}$  lorsque le transformateur est hors tension et la valeur de  $B_{0_{capteur}}$  qui est calculée lorsque le transformateur est sous tension.

Rappelons que la valeur de  $B_{0_{capteur}}$  est obtenue par la demi somme des valeurs d'induction ( $B_{r_{max}}$  et  $B_{r_{min}}$ ) correspondant aux valeurs positives et négatives maximales de flux rémanent ( $\Phi_{r_{max}}$  et  $\Phi_{r_{min}}$ ). Nous devons aussi souligner que ces valeurs d'induction sont obtenues lors des passages par zéro du courant.

La Figure III-13, ci-dessous, représente l'estimation du  $B_{CM_{capteur}}$  correspondant au capteur No. 1 voie X pour la mise hors tension No. 3 présentée dans le Tableau III-2.



a) Valeur d'induction magnétique temporelle mesurée (Capteur No. 1, voie X) b) Cycle  $B(I)$  mesuré par le Capteur No. 1, voie X

Figure III-13 Valeur de l'induction magnétique rémanente calculée lors de la mise hors tension No. 3 montrée dans le Tableau III-2.

Dans la Figure III-13 ci-dessus, nous pouvons constater que le paramètre  $B_{\text{mesuré}}$  vaut 0  $\mu T$  et que le paramètre  $B_{0\text{capteur}}$  vaut 8  $\mu T$ ,  $(23\mu T - 7\mu T)/2$ , ce qui nous donne une valeur de  $B_{CM\text{capteur}}$  égal à -8  $\mu T$ . Le Tableau III-6, ci-dessous, montre les valeurs d'induction rémanentes calculées pour chaque voie pour chacune des onze mises sous/hors tensions.

Capteur No. 1									
No. de la mise hors tension	Voie X			Voie Y			Voie Z		
	$B_{\text{mesuré}}$ ( $\mu T$ )	$B_{0\text{capteur}}$ ( $\mu T$ )	$B_{CM\text{capteur}}$ ( $\mu T$ )	$B_{\text{mesuré}}$ ( $\mu T$ )	$B_{0\text{capteur}}$ ( $\mu T$ )	$B_{CM\text{capteur}}$ ( $\mu T$ )	$B_{\text{mesuré}}$ ( $\mu T$ )	$B_{0\text{capteur}}$ ( $\mu T$ )	$B_{CM\text{capteur}}$ ( $\mu T$ )
1	0,11	8,18	<b>-8,06</b>	38,14	14	<b>24,14</b>	-3,42	-6,5	<b>3,08</b>
2	16,04	8,18	<b>7,87</b>	-10,17	14	<b>-24,17</b>	-11,15	-6,5	<b>-4,65</b>
3	0,06	8,00	<b>-7,94</b>	38,29	14	<b>24,29</b>	-3,60	-6,5	<b>2,90</b>
4	15,99	8,13	<b>7,87</b>	-10,14	14	<b>-24,14</b>	-11,28	-6,5	<b>-4,78</b>
5	0,03	8,00	<b>-7,97</b>	38,44	14	<b>24,44</b>	-3,66	-7,5	<b>3,84</b>
6	15,95	8,00	<b>7,95</b>	-10,11	14	<b>-24,11</b>	-11,41	-7,5	<b>-3,91</b>
7	0,12	8,00	<b>-7,88</b>	38,40	14	<b>24,40</b>	-3,89	-7,5	<b>3,61</b>
8	15,96	8,00	<b>7,96</b>	-10,00	14	<b>-24,00</b>	-11,46	-7,5	<b>-3,96</b>
9	0,08	8,00	<b>-7,92</b>	38,47	14	<b>24,47</b>	-3,85	-7,5	<b>3,65</b>
10	15,89	8,00	<b>7,89</b>	-9,91	14	<b>-23,91</b>	-11,48	-7,5	<b>-3,98</b>
11	0,08	8,00	<b>-7,92</b>	38,48	14	<b>24,48</b>	-3,91	-7,5	<b>3,59</b>

a) Valeurs calculées pour le capteur No. 1

Capteur No. 2									
No. de la mise hors tension	Voie X			Voie Y			Voie Z		
	B <sub>mesuré</sub> (μT)	B <sub>0capteur</sub> (μT)	B <sub>CMcapteur</sub> (μT)	B <sub>mesuré</sub> (μT)	B <sub>0capteur</sub> (μT)	B <sub>CMcapteur</sub> (μT)	B <sub>mesuré</sub> (μT)	B <sub>0capteur</sub> (μT)	B <sub>CMcapteur</sub> (μT)
1	28,25	29,5	-1,25	-1,37	-1,85	0,48	-28,28	-21,5	-6,78
2	30,11	29,5	0,61	-2,21	-1,85	-0,36	-16,39	-21,5	5,11
3	27,98	29	-1,02	-1,34	-1,85	0,51	-28,87	-22,5	-6,37
4	29,93	29	0,93	-2,18	-1,85	-0,33	-17,01	-22,5	5,49
5	27,91	29	-1,09	-1,34	-1,85	0,51	-29,11	-22,5	-6,61
6	29,82	29	0,82	-2,18	-1,85	-0,33	-17,20	-22,5	5,30
7	27,67	29	-1,33	-1,34	-1,85	0,51	-29,29	-22,5	-6,79
8	29,73	29	0,73	-2,18	-1,85	-0,33	-17,38	-22,5	5,12
9	27,72	29	-1,28	-1,34	-1,85	0,51	-29,35	-22,5	-6,85
10	29,71	29	0,71	-2,16	-1,85	-0,31	-17,46	-22,5	5,04
11	27,62	29	-1,38	-1,35	-1,85	0,51	-29,41	-22,5	-6,91

b) Valeurs calculées pour le capteur No. 2

Capteur No. 3									
No. de la mise hors tension	Voie X			Voie Y			Voie Z		
	B <sub>mesuré</sub> (μT)	B <sub>0capteur</sub> (μT)	B <sub>CMcapteur</sub> (μT)	B <sub>mesuré</sub> (μT)	B <sub>0capteur</sub> (μT)	B <sub>CMcapteur</sub> (μT)	B <sub>mesuré</sub> (μT)	B <sub>0capteur</sub> (μT)	B <sub>CMcapteur</sub> (μT)
1	17,06	16,45	0,61	-14,01	-15,25	1,24	-28,44	-23	-5,44
2	15,87	16,45	-0,58	-15,18	-15,25	0,07	-18,34	-23	4,66
3	16,88	16,45	0,43	-13,69	-14,75	1,06	-28,58	-23	-5,58
4	15,65	16,25	-0,60	-14,89	-14,75	-0,14	-18,57	-23	4,43
5	16,83	16,25	0,58	-13,63	-14,5	0,87	-28,74	-23	-5,74
6	15,63	16,25	-0,62	-14,77	-14,5	-0,27	-18,60	-23	4,40
7	16,74	16,25	0,48	-13,61	-14,5	0,89	-28,75	-23	-5,75
8	15,56	16,25	-0,69	-14,65	-14,5	-0,15	-18,67	-23	4,34
9	16,73	16,25	0,48	-13,57	-14,5	0,93	-28,79	-23	-5,79
10	15,57	16,25	-0,69	-14,67	-14,5	-0,17	-18,73	-23	4,27
11	16,74	16,25	0,49	-13,56	-14,5	0,94	-28,77	-23	-5,77

c) Valeurs calculées pour le capteur No. 3

Tableau III-6 Valeurs de B<sub>mesuré</sub>, B<sub>0capteur</sub> et B<sub>CMcapteur</sub> retenues pour les onze mises hors tensions présentées dans le Tableau III-2.

Dans le Tableau III-6, ci-dessous, nous pouvons constater que parmi toutes les voies, les valeurs calculées de B<sub>0capteur</sub> sont quasiment les mêmes pendant toutes les mises hors tensions ce qui montre que l'environnement magnétique autour du transformateur n'a pas bougé pendant l'essai.

Nous pouvons aussi constater que les valeurs calculées pour B<sub>CMcapteur</sub> (Φr) sont « binaires » de sorte que nous n'avons que deux états d'induction rémanente pour toutes les mises hors tensions ce qui montre que pendant l'essai nous n'avons eu que deux états de flux

rémanent. Ceci est conforme au calcul des valeurs de flux rémanent obtenues par la méthode de l'intégration de la tension.

Une fois tous les paramètres obtenus, la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique après chacune des onze mises hors tensions peut être calculée. Rappelons que l'équation qui permet le calcul de la valeur du flux rémanent est l'équation (III.3).

$$\Phi_r = B_{CM_{\text{capteur}}} * \left( \frac{\Delta\Phi}{\Delta B} \right) \quad (\text{I.11})$$

Pour application, nous avons calculé numériquement la valeur de flux rémanent après la mise hors tensions No. 3.

$$\Phi_r = (-8\mu T) * \left( \frac{1,4(\text{Wb})}{-30} \right) = 0,37 \text{ Wb} = 0,36 \text{ p.u. du flux à tension nominale}$$

Le Tableau III-7 ci-dessous, montre l'ensemble des valeurs de flux rémanent obtenus pour les onze mises hors tensions montrées dans le Tableau III-2.

<b><math>\Phi_r</math> (p.u. du flux à tension nominal)</b>									
No. de la mise hors tension	Capteur No. 1			Capteur No. 2			Capteur No. 3		
	Voie X	Voie Y	Voie Z	Voie X	Voie Y	Voie Z	Voie X	Voie Y	Voie Z
1	0,36	0,33	0,10	0,34	0,59	0,16	0,22	0,10	0,14
2	-0,35	-0,33	-0,15	-0,17	-0,44	-0,12	-0,21	0,01	-0,12
3	0,36	0,33	0,09	0,28	0,63	0,15	0,16	0,09	0,15
4	-0,35	-0,33	-0,15	-0,25	-0,41	-0,13	-0,22	-0,01	-0,12
5	0,36	0,33	0,12	0,30	0,63	0,15	0,21	0,07	0,15
6	-0,36	-0,33	-0,12	-0,22	-0,41	-0,12	-0,23	-0,02	-0,12
7	0,36	0,33	0,11	0,36	0,63	0,16	0,18	0,08	0,15
8	-0,36	-0,33	-0,13	-0,20	-0,41	-0,12	-0,25	-0,01	-0,11
9	0,36	0,33	0,12	0,35	0,63	0,16	0,18	0,08	0,15
10	-0,36	-0,32	-0,13	-0,19	-0,38	-0,12	-0,25	-0,01	-0,11
11	0,36	0,33	0,11	0,37	0,62	0,16	0,18	0,08	0,15

**Tableau III-7 Valeurs de flux rémanents calculées pour les onze mises hors tensions montrées dans le Tableau III-2 en utilisant la méthode standard de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique.**

En comparant les résultats obtenus par la référence à savoir la méthode d'intégration de la tension (Tableau III-3) et par la méthode proposée en [CAV-11.1] (Tableau III-7), il est évident qu'une erreur systématique est commise à chaque estimation de flux rémanent. La raison de cette erreur est analysée et détaillée par la suite.

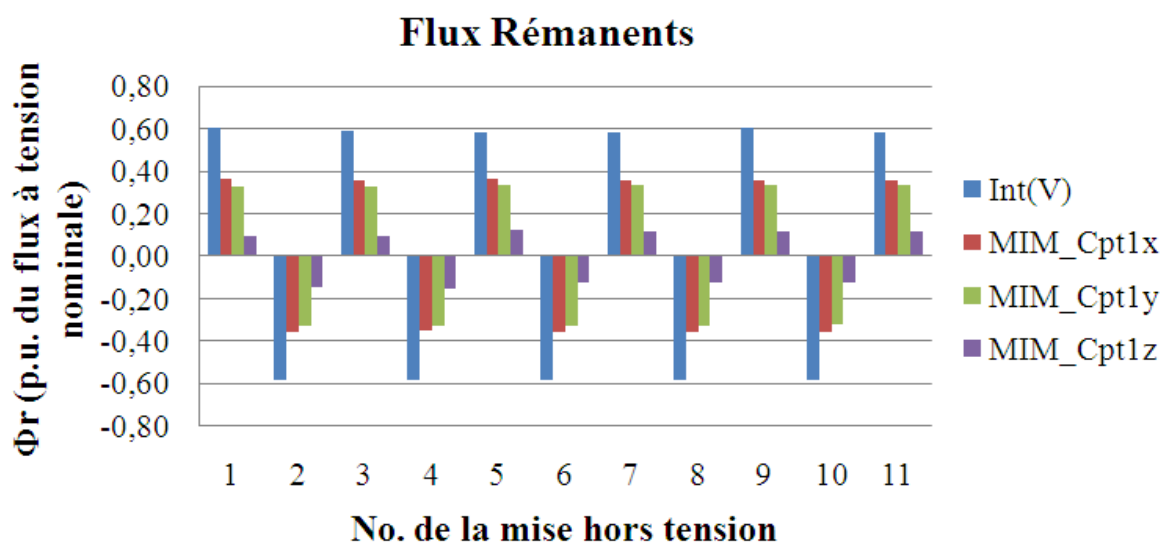
#### III.1.2.4. Analyse de l'erreur obtenue par la méthode standard de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique.

Ce paragraphe est consacré à l'analyse de l'erreur obtenue par la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique, [CAV-11.1].

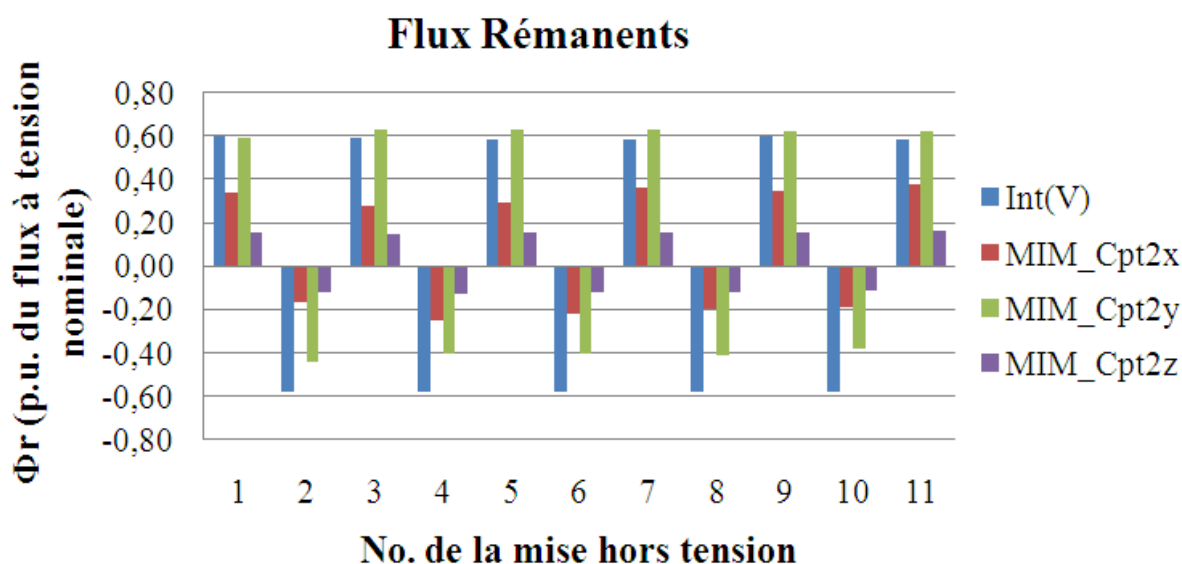
Tout d'abord, il faut être conscient que l'erreur ne vient pas de la méthode d'intégration de la tension, car pendant toutes les mises sous tension, nous n'avons pas été

confrontés à des courants d'appels, ce qui montre que nous avons bien maîtrisé l'estimation de la valeur du flux rémanent (valeurs estimées par la méthode de l'intégration de la tension).

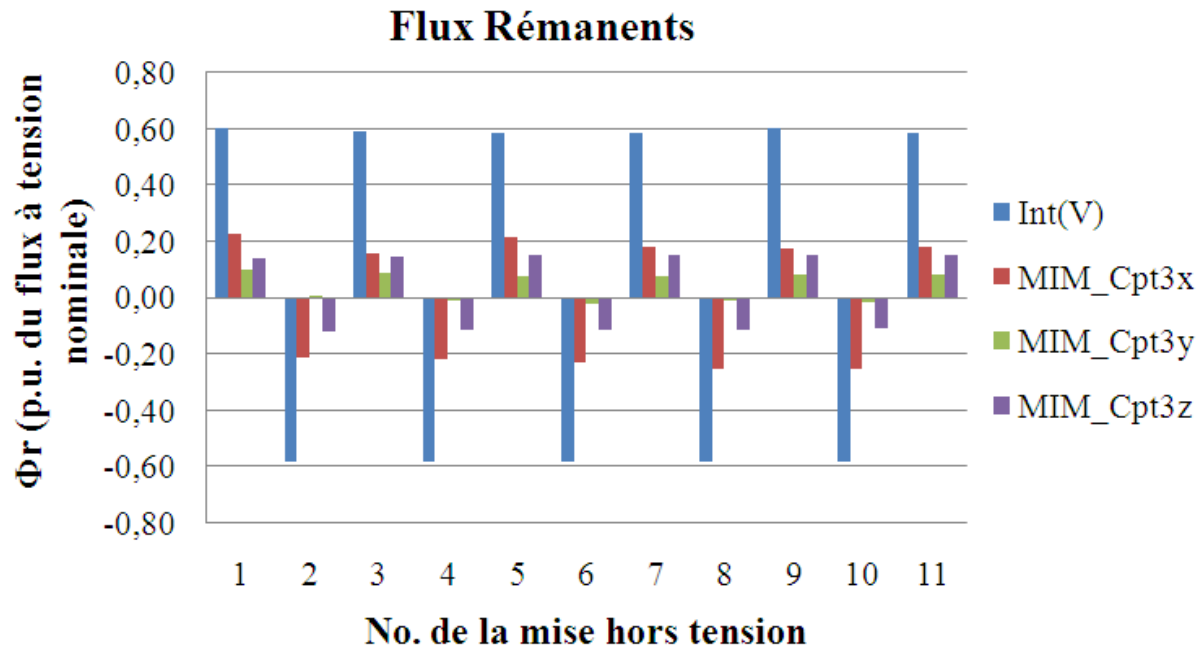
L'erreur dans l'estimation de la valeur de flux rémanent provient forcément de la méthode de mesure directe du flux par mesure de l'induction magnétique. La Figure III-14 ci-dessous, met en évidence l'erreur commise par la méthode proposée [CAV-11.1] pour chacune des voies pour chacun des capteurs.



a) Valeurs de flux rémanent calculées par deux méthodes distinctes pour chacune des onze mises hors tension montrées dans le Tableau III-2.



b) Valeurs de flux rémanent calculées par deux méthodes distinctes pour chacune des onze mises hors tensions montrées dans le Tableau III-2.



c) Valeurs de flux rémanent calculées par deux méthodes distinctes pour chacune des onze mises hors tensions montrées dans le Tableau III-2.

Figure III-14 Valeurs des flux rémanents calculées par la méthode d'intégration de la tension et la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique pour chacune des voies pour chaque capteur. Ces valeurs ont été calculées à partir des onze mises hors tension

Afin de pouvoir identifier la source d'erreur, nous allons analyser individuellement le calcul de chaque terme de l'équation qui permet de remonter à la valeur de flux rémanent à partir de la mesure de l'induction magnétique, équation (III.3). Ces analyses sont présentées ci-dessous :

- $B_{\text{mesuré}}(T)$  : correspond à l'induction magnétique mesurée par le capteur lorsque le transformateur est hors tension. Cette induction correspond à la somme des champs statiques dus au champ magnétique externe et dus au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique. Comme les capteurs utilisés sont conçus pour mesurer du DC jusqu'à 3kHz et les signaux des inductions mesurés présentent bien des composants continues (voir Figure III-10) nous concluons que ce paramètre a été bien déterminé, donc il n'est pas la source d'erreur.
- $B_{0_{\text{capteur}}}(T)$  : correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique externe. Ce champ magnétique externe correspond à la somme des champs statiques dus au champ magnétique terrestre et dus au champ magnétique généré par la présence de pièces ferromagnétiques à proximité). Cette induction est calculée lorsque le transformateur est sous tension par la demi-somme des valeurs d'inductions ( $B_{\text{max}}$  et  $B_{\text{min}}$ ) correspondant aux valeurs positives et négatives maximales de flux rémanent ( $\Phi_{\text{max}}$  et  $\Phi_{\text{min}}$ ) décrites par le circuit magnétique. Les valeurs de flux et d'induction utilisées sont obtenues lors du passage par zéro du courant dans la bobine. Vis-à-vis de la précision du shunt utilisé pour la mesure du courant et de l'excellente reproductibilité des cycles  $\Phi(I)$  et  $B(I)$  mesurés (voir Figure III-11), nous concluons que ce paramètre a été bien déterminé, et donc qu'il n'est pas non plus la source de l'erreur.



- $B_{CM_{\text{capteur}}}(\Phi_r)$  (T) : correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique lorsque le transformateur est hors tension. Cette induction est calculée par la soustraction entre les paramètres  $B_{\text{mesuré}}$  et  $B_{0_{\text{capteur}}}$ . Comme nous venons de vérifier que ces paramètres ont été bien calculés, le paramètre  $B_{CM_{\text{capteur}}}(\Phi_r)$  l'est aussi.
- $\Delta\Phi$  (Wb) : correspond à l'écart entre les valeurs positives et négatives maximales des flux rémanent ( $\Phi_{r_{\text{max}}}$  et  $\Phi_{r_{\text{min}}}$ ) décrites par le circuit magnétique lorsque le transformateur est sous tension. Comme la mesure du cycle  $\Phi(I)$  est très reproductible, nous pouvons conclure que le paramètre  $\Delta\Phi$  a été bien déterminé et n'est donc pas source d'erreur.
- $\Delta B$  (T) : correspond à l'écart entre les valeurs d'inductions ( $B_{r_{\text{max}}}$  et  $B_{r_{\text{min}}}$ ) correspondantes aux valeurs positives et négatives maximales de flux rémanent décrits par le circuit magnétique lorsque le transformateur est sous tension. Comme la mesure du cycle  $B(I)$  est aussi très reproductible, nous pouvons conclure que le paramètre  $\Delta B$  a été bien déterminé et n'est donc pas la source de l'erreur.

A partir des analyses précédentes, nous pouvons conclure que l'erreur dans l'estimation du flux rémanent n'est pas due ni à une erreur de calcul ni à une mauvaise mesure des signaux (courant, tension et induction). Ce qui nous emmène à la conclusion que l'erreur dans l'estimation du flux rémanent vient d'une hypothèse fautive faite par la méthode proposée par [CAV-11.1], autrement dit, nous avons un problème conceptuel dans l'équation (III.3).

L'équation (III.3), fait les hypothèses suivantes :

1. La loi que décrit le comportement du flux (plus précisément, l'écart de flux entre les valeurs positives et négatives du flux rémanent) en fonction de l'induction magnétique mesurée (plus précisément, l'écart d'induction entre les valeurs d'induction correspondantes à valeurs positives et négatives de flux rémanent) est linéaire. La fonction de transfert de l'équation (III.3) est ainsi définie comme le simple ratio entre les paramètres  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$ .
2. Lorsque le transformateur est sous tension et le courant dans la bobine vaut zéro, la valeur de l'induction magnétique mesurée à ce moment n'est due qu'au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur et au champ magnétique externe. Autrement dit, cette hypothèse néglige totalement l'existence d'une autre source de champ magnétique lors du passage du courant par zéro.

L'hypothèse 1 peut être contestée car la loi qui décrit le comportement du flux en fonction de l'induction magnétique mesurée par le capteur n'a pas été validée expérimentalement. De plus, avec pour objectif d'améliorer la relation signal sur bruit du signal de l'induction mesuré, nous avons positionné les capteurs au voisinage des entrefers et des joints du circuit magnétique du transformateur, zones où le champ ne présente pas forcément un comportement linéaire en particulier à cause des effets « de pointe » qui satureront localement le circuit magnétique.

L'hypothèse 2 peut être aussi contestée par la présence de courants des Foucault qui se développent dans les tôles du circuit magnétique lorsque le transformateur est alimenté par

une tension alternative. Ces courants présentent comme caractéristique principale d'avoir la même fréquence que leur source génératrice mais d'être déphasés. Ainsi, au moment où le courant dans la bobine du transformateur vaut zéro, le module des courants de Foucault n'est pas nul. Nous pouvons donc faire l'hypothèse que l'induction magnétique mesurée par le capteur est la somme de 3 termes :

- l'induction due au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur,
- l'induction due au champ magnétique externe et
- l'induction due au champ magnétique généré par le courant de Foucault présent dans la tôle.

### **III.1.3. Vérification des hypothèses faites par la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique [CAV-11.1]**

Ce paragraphe est consacré à la vérification des hypothèses 1 et 2, faites par la méthode proposée initialement dans [CAV-11.1]. En effet, nous voulons déterminer si la loi que décrit le comportement du flux rémanent ( $\Phi_r$ ) en fonction du  $B_{CM_{\text{capteur}}}(\Phi_r)$  est linéaire (dans ce texte cette courbe sera désignée sous le nom de FT, fonction de transfert), et si les courants de Foucault ont quelque influence sur la mesure de l'induction magnétique.

Pour l'obtention de la FT, un essai assez spécifique inspiré de la méthode de Prefluxing a été réalisé. Les paragraphes ci-dessous présentent autant le procédé de l'essai mis en place pour l'obtention de l'abaque que les abaques obtenus. Pour l'étude de l'influence des courants de Foucault, nous allons nous servir des essais qui ont été faits à 50Hz et en continu (à 0Hz). Les caractéristiques de ces essais et les résultats obtenus sont présentés dans un second temps.

#### **III.1.3.1. Loi qui décrit le comportement du flux rémanent en fonction de l'induction magnétique rémanente (Abaque)**

##### **III.1.3.1.1. Description de l'essai mis en place pour l'obtention de la FT.**

L'objectif de cet essai est d'obtenir la FT, courbe qui caractérise le comportement du flux rémanent,  $\Phi_r$ , présent dans le circuit magnétique du transformateur en fonction du  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  mesuré par le capteur. Pour cela, il faut que le circuit magnétique du transformateur décrive plusieurs cycles d'hystérésis (mineurs et majeurs) et il faut aussi que les valeurs de flux rémanent et d'induction magnétique rémanente soient relevées pendant la description de ces cycles d'hystérésis.

Le procédé à mettre en place pour l'obtention de l'abaque est présenté en détails dans la deuxième partie de ce Chapitre III, §III.2.1.1. Dans ce paragraphe, nous rappelons seulement les points principaux du procédé. Le principe du cet essai consiste à injecter un courant quasi statique entre les bornes de l'enroulement primaire du transformateur. Par conséquent, une tension est induite dans le secondaire et à partir de cette tension et par intégration les valeurs positives et négatives de flux rémanent peuvent être relevées à courant nul ( $\Phi_r$ ). Les valeurs de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$ , sont obtenues à partir des signaux d'inductions magnétiques donnés par les capteurs.

Nous devons souligner que ces valeurs de flux rémanent et d'induction magnétique rémanente doivent être obtenues pour différentes amplitudes de courants quasi statiques injectés. Les amplitudes des courants quasi statiques sont choisies de sorte que nous ayons assez des points entre les valeurs maximales et minimales du flux rémanent que le transformateur peut atteindre.

Nous devons aussi souligner que la précision de l'abaque va dépendre de la quantité de points disponibles et que le choix de l'obtenir en statique (à fréquence nulle) est justifié par le fait que nous voulons éviter les courants de Foucault.

Une fois de plus, nous allons ré-utiliser le transformateur monophasé de 1,15kVA pour l'obtention de l'abaque. Le Tableau III-8, ci-dessous, montre toutes les valeurs de courants quasi statiques injectés dans le primaire du transformateur.

No. de l'essai	Courant Injecté [A]
1	±5
2	±4
3	±3
4	±2
5	±1
6	±0,9
7	±0,8
8	±0,7
9	±0,6
10	±0,5
11	±0,4
12	±0,3
13	±0,2
14	±0,1
15	±0,09
16	±0,08
17	±0,07
18	±0,06
19	±0,05
20	±0,04
21	±0,03
22	±0,02
23	±0,01

**Tableau III-8 Valeurs des courants injectés dans le primaire du transformateur monophasé de 1,15kVA**

Concernant la position des capteurs, nous devons souligner qu'ils sont positionnés exactement aux mêmes endroits que lors de l'essai présenté dans le paragraphe §III.1.2.1. Ainsi, les FT obtenues lors de cet essai pourront être comparés à la fonction de transfert (supposée linéaire) obtenue par la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique proposée dans [CAV-11.1].

#### **III.1.3.1.2. Les abaques obtenus**

Dans ce paragraphe nous allons présenter les FT obtenues lorsque le procédé décrit dans le paragraphe précédent est mis en place. Le Tableau III-9, ci-dessous, présente

respectivement les valeurs positives et négatives de flux rémanent ( $\Phi_r$ ) calculées pour chaque valeur de courant quasi statique injectée (voir Tableau III-8).

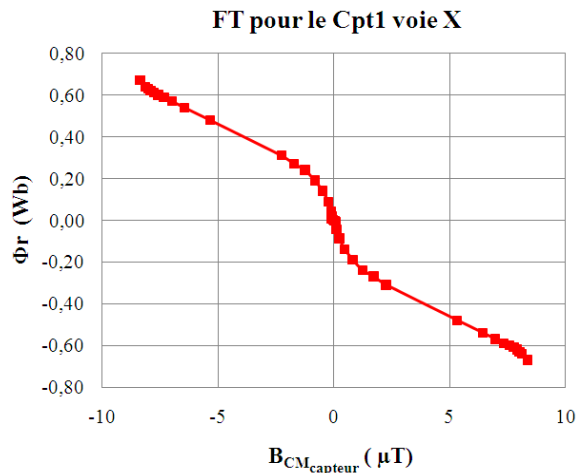
No. de l'essai	Courant Injecté [A]	Flux Rémanent (Wb)
1	$\pm 5$	$\pm 0,670$
2	$\pm 4$	$\pm 0,670$
3	$\pm 3$	$\pm 0,670$
4	$\pm 2$	$\pm 0,670$
5	$\pm 1$	$\pm 0,640$
6	$\pm 0,9$	$\pm 0,630$
7	$\pm 0,8$	$\pm 0,620$
8	$\pm 0,7$	$\pm 0,610$
9	$\pm 0,6$	$\pm 0,600$
10	$\pm 0,5$	$\pm 0,590$
11	$\pm 0,4$	$\pm 0,570$
12	$\pm 0,3$	$\pm 0,540$
13	$\pm 0,2$	$\pm 0,480$
14	$\pm 0,1$	$\pm 0,310$
15	$\pm 0,09$	$\pm 0,270$
16	$\pm 0,08$	$\pm 0,240$
17	$\pm 0,07$	$\pm 0,190$
18	$\pm 0,06$	$\pm 0,140$
19	$\pm 0,05$	$\pm 0,088$
20	$\pm 0,04$	$\pm 0,043$
21	$\pm 0,03$	$\pm 0,019$
22	$\pm 0,02$	$\pm 0,008$
23	$\pm 0,01$	$\pm 0,002$

**Tableau III-9 Valeurs des flux rémanents calculées pour chaque valeur de courant quasi statique injecté dans le primaire du transformateur**

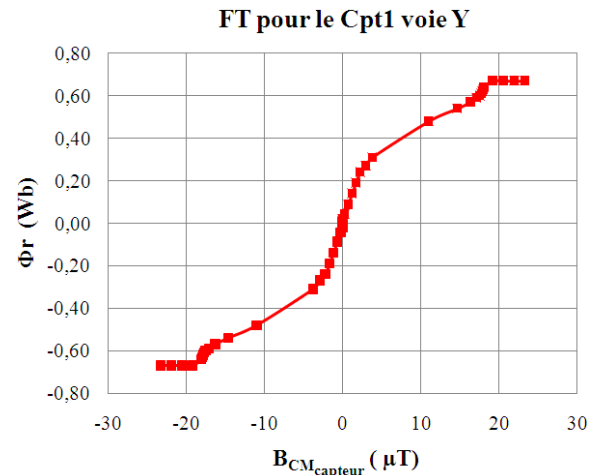
Dans le Tableau III-9, ci-dessus, nous pouvons constater que le premier courant injecté dans le bobinage du transformateur est celui d'amplitude égal à  $\pm 5A$ . Conformément à ce qui a été montré dans le Chapitre II, ce courant est capable de faire décrire au circuit magnétique du transformateur son cycle majeur d'hystérésis.

Nous avons commencé par ce courant justement pour que le premier cycle soit le cycle majeur. De cette façon nous pouvons assurer que le premier cycle décrit par le circuit magnétique est symétrique et centré autour du zéro ce qui n'est forcément le cas selon l'état initial du circuit magnétique et selon l'amplitude du courant injecté.

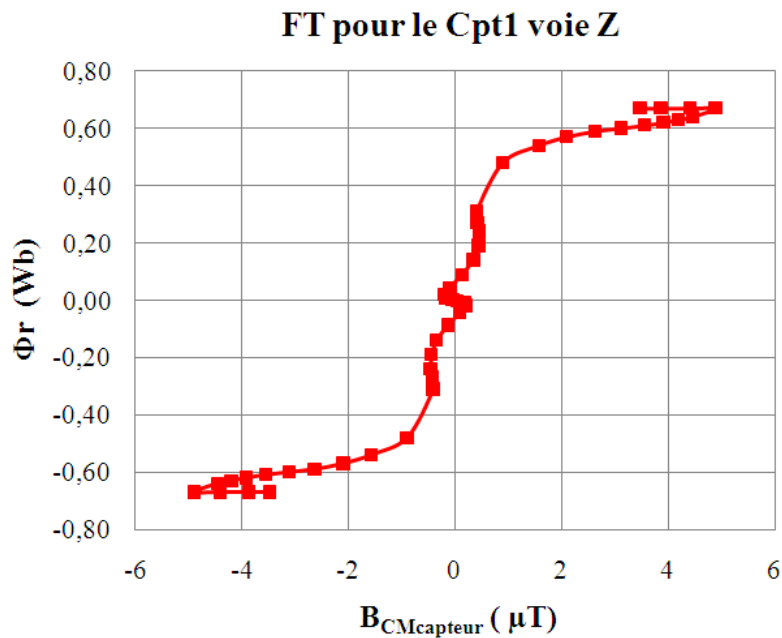
La Figure III-15, ci-dessous, présente les FT obtenues pour les voies X, Y et Z pour les capteurs No. 1, 2 et 3.



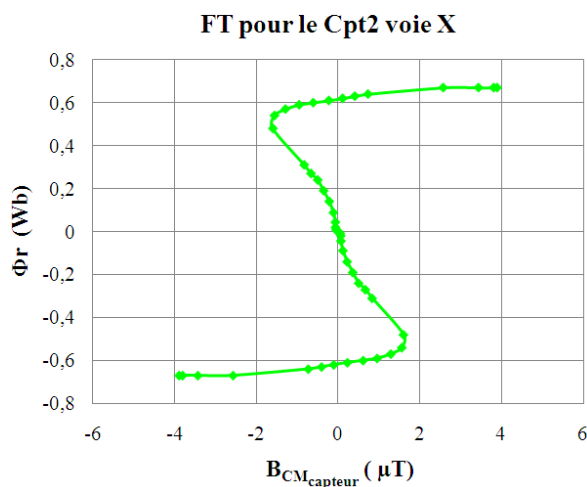
a) FT obtenu pour le Capteur 1 voie X



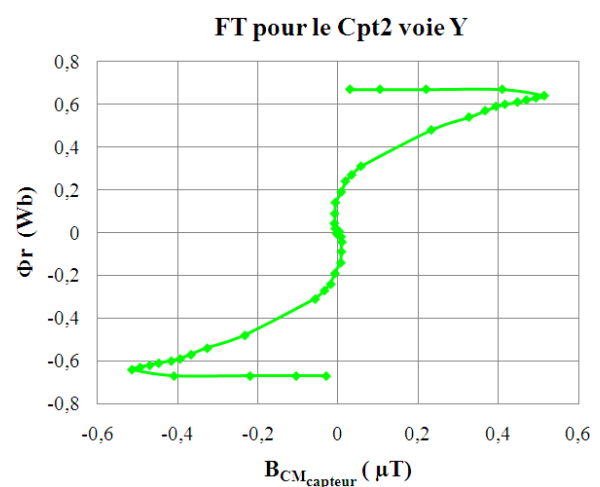
b) FT obtenu pour le Capteur 1 voie Y



c) FT obtenu pour le Capteur 1 voie Z



d) FT obtenu pour le Capteur 2 voie X



e) FT obtenu pour le Capteur 2 voie Y

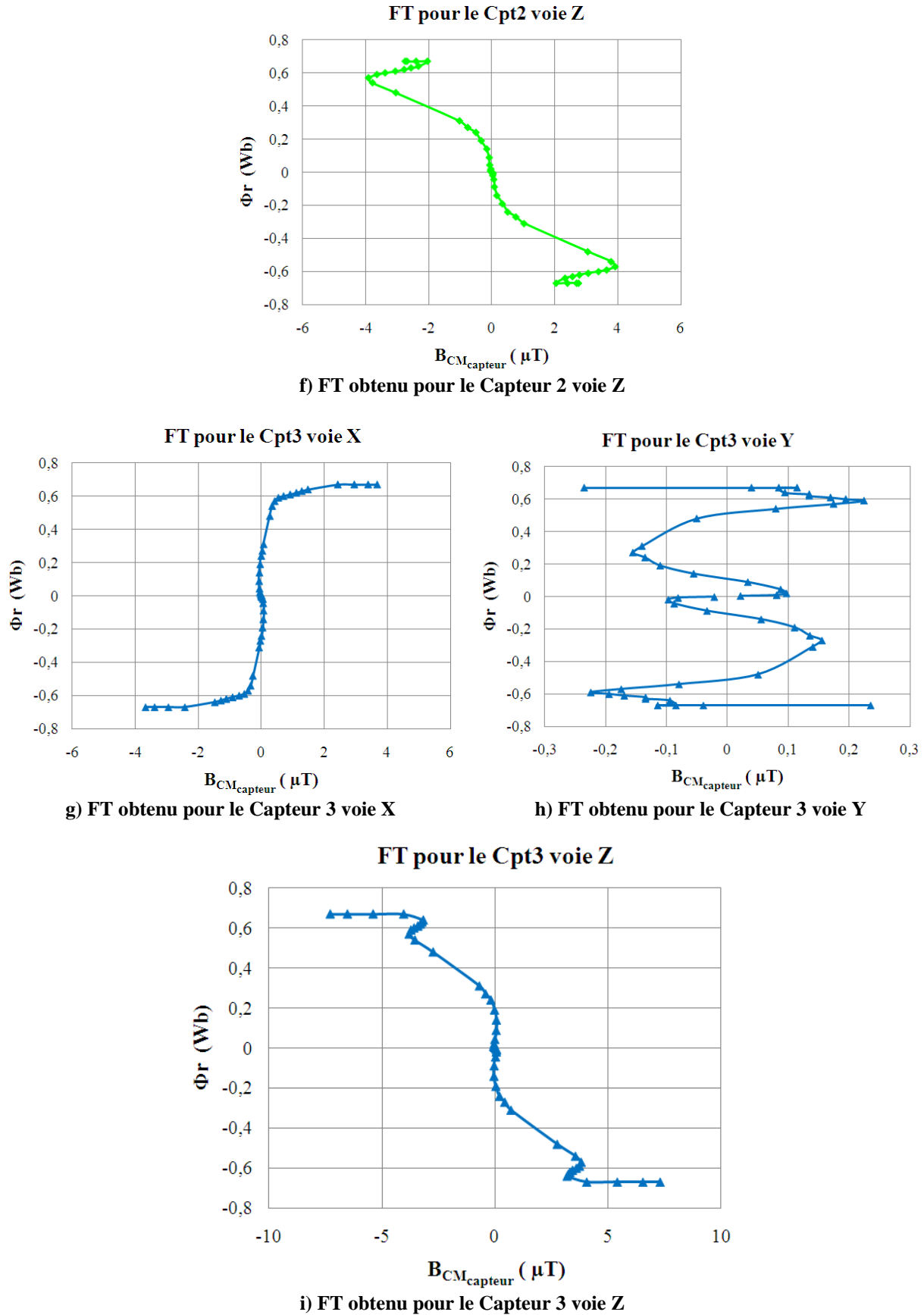


Figure III-15 FT obtenues pour les capteurs No. 1, 2 et 3 voies X, Y et Z

Dans la Figure III-15, ci-dessus, nous pouvons constater qu'aucune FT ne présente un comportement vraiment linéaire contrairement à l'hypothèse de la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Ceci implique forcément des erreurs dans l'estimation du flux rémanent faite par la méthode proposée par [CAV-11.1].

Une information importante donnée par les FT est que la répartition de l'induction magnétique autour du transformateur ne suit pas le même profil partout. Selon la position du capteur, il est très difficile de prédire le comportement de l'induction sur les 3 axes de mesure. Ceci nous oblige à faire une mesure triaxiale pour vraiment comprendre comment se comporte l'induction magnétique à un endroit donné.

Par exemple, nous pouvons citer le comportement de l'induction mesurée normale au plan (Z, Y) selon l'axe X qui n'a pas du tout le même comportement selon le capteur, donc selon la position spatiale. En effet, le fait d'avoir du signal dans cet axe est étonnant, car cet axe est perpendiculaire au champ magnétique généré par les principales sources de champ magnétique (bobine et circuit magnétique). Un autre exemple que nous pouvons citer est le comportement selon l'axe Y des capteurs No. 1 et 3 (perpendiculaires aux jambes extérieures du circuit magnétique) qui présente un comportement non linéaire, bijectif, et oscillatoire, non bijectif pour les capteurs No. 1 et 3, respectivement.

Une autre information obtenue à partir des FT est que quelques voies (par exemple : la voie Z pour les capteurs No. 1, 2 et 3) peuvent présenter un comportement non monotone. Cela est probablement dû à des zones locales où l'aimantation du circuit magnétique n'est pas homogène. Autrement dit, au fur et à mesure que le circuit magnétique s'aimante, l'aimantation de chaque zone locale change de sorte que des sous-parties qui n'étaient pas aimantées avant, deviennent aimantées après. Le changement de l'aimantation de cette zone a une influence directe sur l'induction mesurée par le capteur proche de cette région. Ceci peut expliquer ce comportement non monotone de certaines FT.

### **III.1.3.2. Influence des courants de Foucault sur le signal d'induction magnétique mesuré par le capteur**

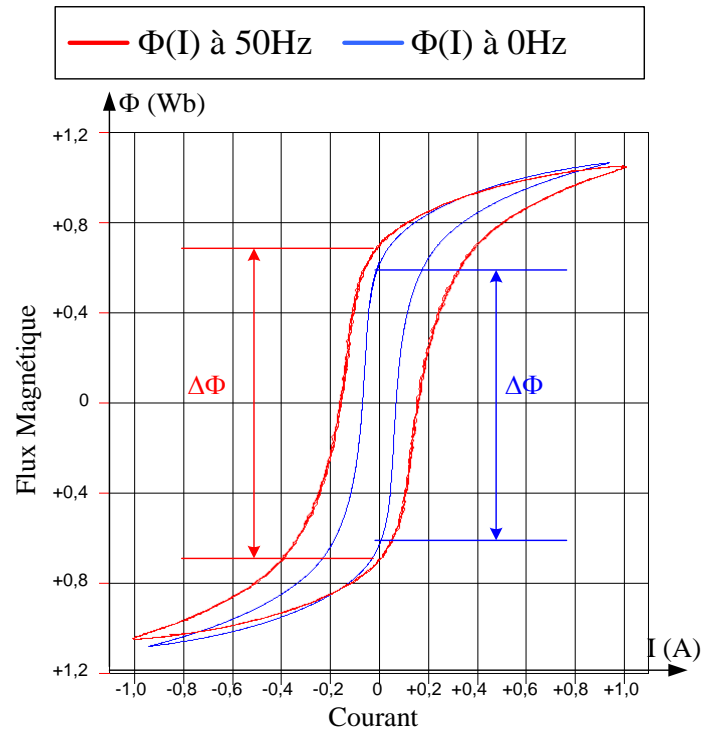
Dans ce paragraphe, nous allons montrer l'influence des courants de Foucault sur la mesure de l'induction magnétique. En effet, nous allons comparer les valeurs de flux rémanent estimées et des inductions magnétiques rémanentes mesurées lorsque le circuit magnétique du transformateur décrit un cycle d'hystérésis à 50Hz (avec présence des courants de Foucault) et à 0Hz (sans présence des courants de Foucault)

Pour l'obtention des signaux à 50Hz, nous allons nous servir des signaux mesurés lors de la mise sous/hors tension No. 3 montré dans le Tableau III-2. Nous devons souligner que pendant l'essai le transformateur a été alimenté à vide, à sa tension nominale, et que le courant à vide à tension nominale est égal à  $1A_{crête}$  en régime établi.

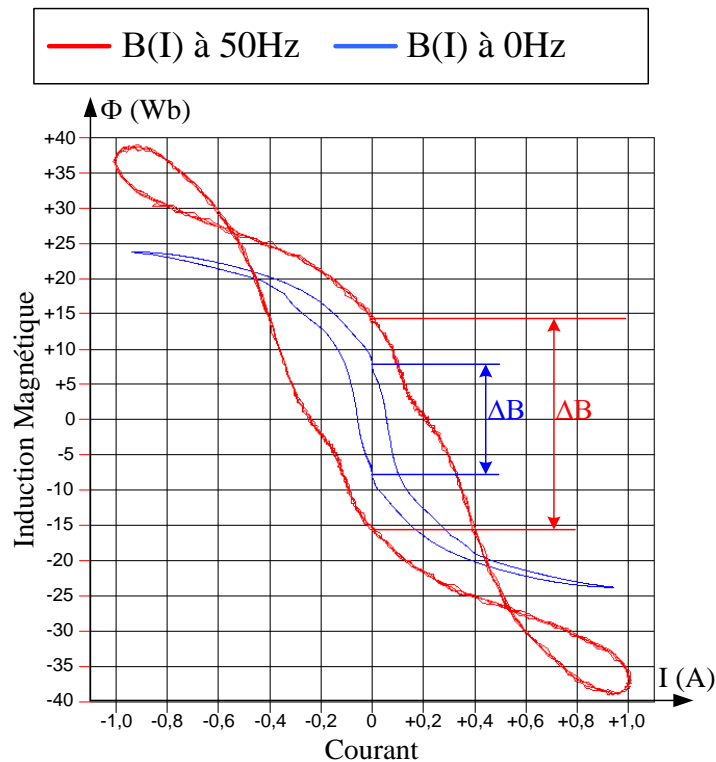
Pour l'obtention des signaux à 0Hz, nous allons nous servir des signaux mesurés lors de l'essai No. 5 montré dans le Tableau III-8. Nous devons souligner que dans cet essai, un courant quasi statique d'amplitude égal à  $1A_{crête}$  a été injecté dans le primaire du transformateur.

Ces deux essais ont été choisis, parce les capteurs n'ont pas été changés de position entre les deux essais (50Hz et 0Hz) et parce que nous avons la même amplitude du courant qui circule dans la bobine qui est alimentée. L'unique différence entre les deux essais est la fréquence, donc, à partir de ces signaux, nous pouvons voir l'influence des courants de

Foucault sur le signal de flux calculé et l'induction magnétique mesurée. La Figure III-16, ci-dessous, montre les résultats obtenus pour le Capteur No.1 voie X.



a) Cycles  $\Phi(I)$ , flux magnétique en fonction du courant, décrits à 50Hz (rouge) et à 0Hz (bleu)



b) Cycles  $B(I)$ , induction magnétique en fonction du courant, à 50Hz (rouge) et à 0Hz (bleu)

Figure III-16 Comparaison des cycles  $F(I)$  et  $B(I)$  obtenues à 50Hz (mise sous/hors tension No. 3, Tableau III-2) et à 0Hz (Essai No. 5, Tableau III-9)



Dans la Figure III-16, ci-dessus, nous pouvons constater que le fait d'avoir des courants de Foucault dans les tôles du circuit magnétique (cas des signaux à 50Hz) modifie un peu le cycle d'hystérésis décrit par le circuit magnétique, mais plus notablement l'induction magnétique vu par le capteur ce qui montre que l'hypothèse 1 était fausse.

Cette influence est très visible dans la méthode proposée par [CAV-11.1] au moment de la détermination de la fonction de transfert ( $\Delta\Phi/\Delta B$ ). Dans le cas spécifique des signaux montrés dans la Figure III-16 (capteur No. 1 voie X) la fonction de transfert à 50Hz vaut -0,047 [Wb/ $\mu$ T] et à 0Hz vaut -0,039 [Wb/ $\mu$ T] ce qui a sans doute beaucoup d'influence sur l'estimation du flux rémanent faite par la méthode initiale. Le Tableau III-10, ci-dessous, montre l'influence des courants de Foucault sur toutes les voies de tous les capteurs

Capteurs	Voies	À 50Hz (avec courant de Foucault)		À 0Hz (sans courant de Foucault)	
		$\Delta\Phi$ (Wb)	$\Delta B$ ( $\mu$ T)	$\Delta\Phi$ (Wb)	$\Delta B$ ( $\mu$ T)
1	X	1,40	-30	1,28	-16,25
	Y	1,40	100	1,28	36,13
	Z	1,40	43	1,28	8,91
2	X	1,40	-5	1,28	1,46
	Y	1,40	1,1	1,28	1,03
	Z	1,40	-59	1,28	-4,67
3	X	1,40	3,7	1,28	2,95
	Y	1,40	16	1,28	0,19
	Z	1,40	-52	1,28	-6,37

Tableau III-10 Comparaison entre les valeurs de  $\Delta\Phi$  et  $\Delta B$  mesurées à 50Hz et à 0Hz lorsque le courant qui circule dans la bobine vaut  $\pm 1A_{\text{crête}}$

Dans le Tableau III-10, ci-dessus, nous pouvons constater que le paramètre  $\Delta\Phi$  présente un écart de 0,12Wb entre les valeurs à 50Hz et à 0Hz ce qui est en accord avec la théorie [GUI-73]. En effet, les courants de Foucault présents dans les tôles du circuit magnétique génèrent un flux magnétique contraire à celui qui est généré par l'alimentation du transformateur. Donc, il est tout à fait normal que les courants de Foucault augmentent les pertes dans le matériau, ainsi, le cycle augmente et naturellement la valeur de flux rémanent également.

Nous pouvons aussi constater que le paramètre  $\Delta B$  est systématiquement plus grand à 50Hz ce qui prouve l'influence des courants de Foucault dans la mesure de l'induction. Ce fait contredit l'hypothèse 1 et prouve qu'au moment où le courant dans la bobine vaut zéro, l'induction magnétique mesurée par le capteur correspond à la somme :

- de l'induction magnétique due au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur,
- de l'induction magnétique due au champ magnétique externe,
- et de l'induction magnétique due au champ magnétique généré par le courant de Foucault présent entre les tôles du circuit magnétique.

### **III.1.4. Conclusion : vers une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique**

A la fin de cette première partie, nous avons pu relever deux conclusions importantes.

La première concerne le fait de que la fonction de transfert de la méthode proposée par [CAV-11.1] (le ratio entre les paramètres  $\Delta\Phi/\Delta B$  qui était considéré comme constant) n'est pas du tout linéaire. Nous avons pu infirmer cette affirmation à partir des essais réalisés (injection de courant continu), où nous avons pu montrer que le comportement du flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur en fonction de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  n'est pas linéaire. En plus, nous avons montré qu'il dépend beaucoup de la position du capteur et de son axe par rapport au circuit magnétique du transformateur.

La deuxième concerne le fait de que l'induction magnétique mesurée par le capteur au moment où le courant dans la bobine vaut zéro correspond à la somme :

- de l'induction magnétique générée par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur,
- de l'induction générée par le champ magnétique externe,
- de l'induction magnétique générée par le courant de Foucault présent dans les tôles. Cette induction n'est pas nulle lorsque le courant bobine est égal à zéro. Nous avons pu confirmer cette affirmation lorsque nous avons comparé les valeurs d'inductions magnétiques mesurées par les capteurs à 50Hz (avec la présence des courants de Foucault dans les tôles) et à 0Hz (sans la présence des courants de Foucault dans les tôles).

Ainsi, à partir de conclusions précédentes, nous avons pu montrer que les erreurs retenues par la méthode proposée en [CAV-11.1] sont dues aux hypothèses faites par la méthode de [CAV-11.1] et qui ne sont pas tout à fait justes.

Dans les parties §III.2 de ce chapitre, nous présentons une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique, un cas réel d'application pour un transformateur monophasé de (1,15kVA), ainsi qu'une étude de l'influence d'une cuve sur la nouvelle stratégie.

Cette stratégie est constituée de trois étapes. La première étape consiste à obtenir les FT, à 0Hz, qui décrivent le comportement du flux rémanent ( $\Phi_r$ ) à partir du  $B_{CM_{\text{capteur}}}$ . La caractérisation de la FT est faite à fréquence nulle pour supprimer les effets des courants de Foucault. La deuxième étape consiste à estimer la valeur de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  à partir d'une mise hors tension du transformateur. La troisième et dernière étape consiste estimer la valeur de flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur après une mise hors tension à partir des informations obtenues dans les étapes 1 et 2. Le grand avantage de cette nouvelle stratégie par rapport à la stratégie proposée au départ [CAV-11.1] est que la fonction de transfert qui lie flux et induction n'est plus supposée linéaire et simplifiée mais construite expérimentalement ce qui augmente la fiabilité de la nouvelle stratégie.

### III.2. Nouvelle stratégie de la mesure directe de flux par la mesure de l'induction magnétique.

Dans cette partie nous allons présenter une nouvelle stratégie pour l'estimation du flux par mesure de l'induction magnétique, ainsi que son application à un cas réel, plus précisément à un transformateur monophasé de 1,15kVA sans cuve. A la fin de cette partie, nous étudierons comment l'ajout d'une cuve influence notre méthode.

#### III.2.1. Principe de la nouvelle méthode de mesure directe de flux par la mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur monophasé.

Nous procédons en trois étapes :

1. Préalablement, une fois que les capteurs d'induction magnétique sont fixés, sur le circuit magnétique du transformateur ou à proximité, les FT qui décrivent le comportement du flux rémanent ( $\Phi_r$ ) en fonction de  $B_{CM_{capteur}}$  sont obtenues.  
Cette calibration de l'ensemble transformateur plus capteurs est effectuée lorsque le transformateur est hors tension. Cette étape est faite de façon quasi statique (0Hz) pour éliminer l'influence des courants de Foucault.
2. La valeur du  $B_{CM_{capteur}}$  lors de la mise hors tension du transformateur est estimée. Pendant cette étape, les capteurs doivent toujours être placés exactement au même endroit qu'à l'étape précédente.
3. En possession des FT et de  $B_{CM_{capteur}}$ , la valeur du flux rémanent présent dans le circuit magnétique après une mise hors tension du transformateur peut être estimée.

La Figure III-17 résume par un schéma bloc la nouvelle stratégie d'estimation du flux par mesure de l'induction magnétique.

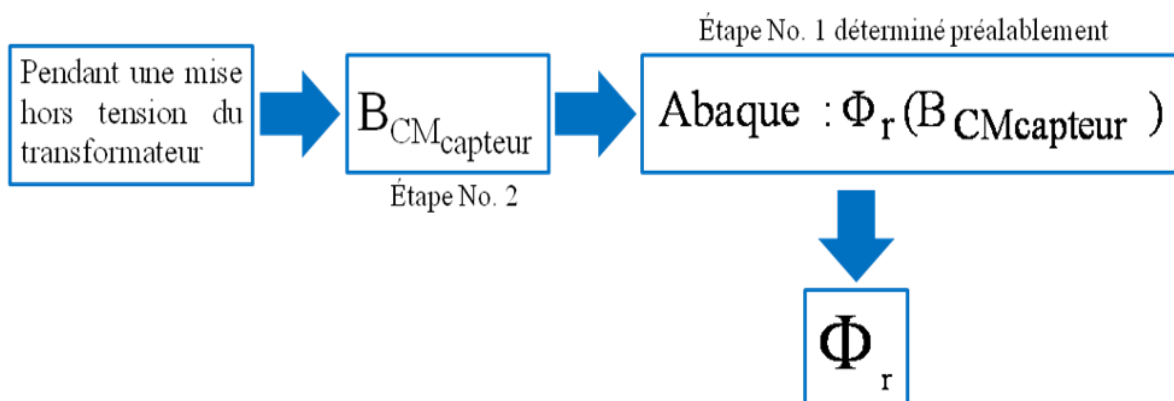


Figure III-17 Exemple schématique de la nouvelle stratégie d'estimation du flux par mesure de l'induction magnétique.

### III.2.1.1. Obtention de l'abaque : $\Phi_r(B_{CM_{\text{capteur}}})$

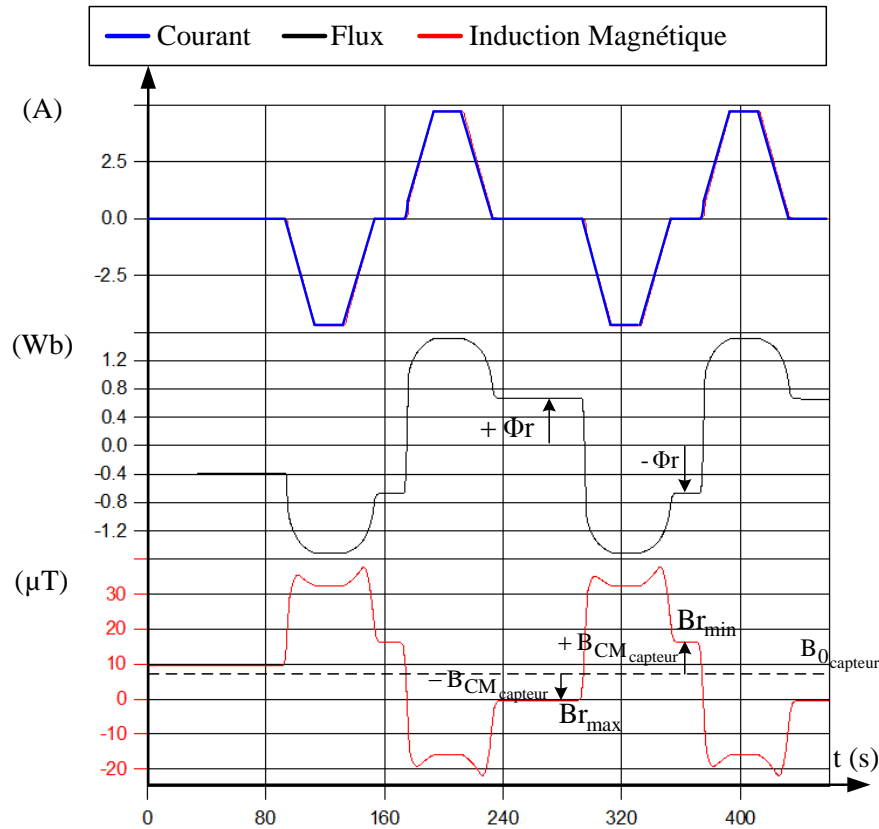
Comme nous l'avons vu précédemment, les FT sont spécifiques à une position donnée du capteur dans l'espace, donc une fois fixés, les capteurs ne doivent plus changer de position.

Pour que la FT puisse être déterminée, il faut faire décrire au circuit magnétique du transformateur plusieurs cycles d'hystérésis symétriques de différentes amplitudes pour mesurer les valeurs positives et négatives des flux rémanents correspondants. Il faut relever la valeur de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  associée à ces valeurs de flux rémanent. C'est la même approche que nous avons déjà présentée dans le Chapitre II au §II.1.1.1 (étape « Détermination de la valeur du courant quasi statique à injecter »), et à laquelle on pourra se référer pour plus de détails. L'unique différence est que cette fois ci, nous mesurons en plus l'induction magnétique dans l'environnement proche du transformateur.

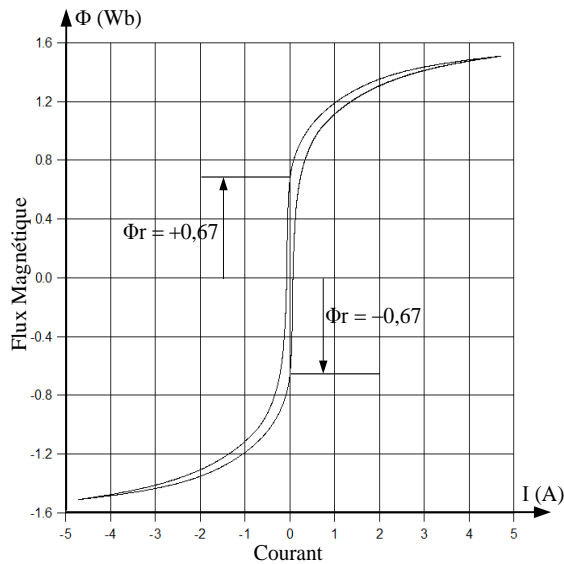
En résumé, rappelons brièvement les étapes à suivre :

1. Un courant quasi statique est injecté dans la bobine du transformateur afin d'éviter toute surtension. De plus, la faible fréquence du courant permet aussi d'éliminer les courants de Foucault, indésirables dans notre caractérisation.
2. Lors de l'injection du courant quasi statique, la tension induite aux bornes de la bobine qui est à vide est mesurée car elle est proportionnelle à la dérivée du flux magnétique qui circule dans le circuit magnétique du transformateur lors de cette phase.
3. Le flux magnétique est obtenu par intégration numérique de la tension mesurée aux bornes de la bobine à vide. Le flux calculé doit être traité pour le centrer autour de zéro. Après ce traitement, la valeur de flux rémanent ( $\Phi_r$ ) correspond aux valeurs instantanées du flux au moment où le courant quasi statique injecté vaut zéro.
4. Les valeurs des  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  se déduisent de l'induction mesurée par le(s) capteur(s) pendant l'injection du courant quasi statique. L'induction magnétique n'est pas centrée autour de zéro à cause du  $B_{0_{\text{capteur}}}$ .  $B_{0_{\text{capteur}}}$  est calculée par la demi somme entre les valeurs d'induction instantanées au moment où le courant vaut zéro ( $B_{r_{\text{max}}}$  et  $B_{r_{\text{min}}}$ ). Les valeurs positives et négatives de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  sont obtenues respectivement par soustraction entre ( $B_{r_{\text{max}}}$  et  $B_{r_{\text{min}}}$ ) et  $B_{0_{\text{capteur}}}$ .
5. Ces étapes sont répétées pour différentes amplitudes de courant statique injecté, afin d'avoir plusieurs valeurs de flux et inductions rémanentes. La précision de la courbe FT est directement liée au nombre de valeurs choisies pour les maxima de courant.

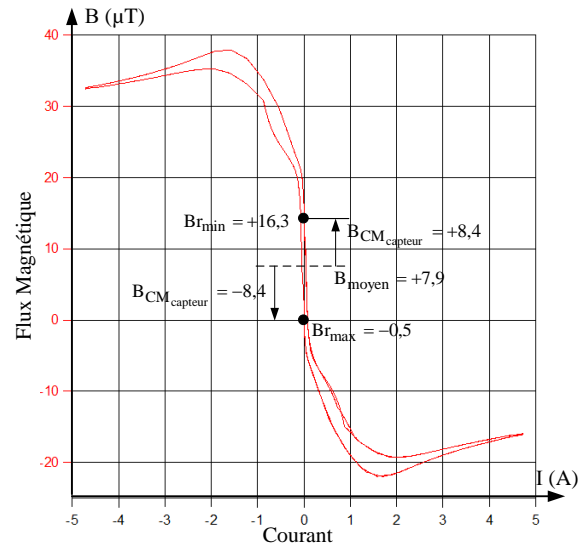
La Figure III-18 illustre comment les valeurs de flux rémanent et d'induction magnétique rémanente sont calculées.



a) Courant quasi statique injecté, de flux magnétique calculé et d'induction magnétique mesurée pour le Capteur No. 1 voie X.



b) Courbe  $\Phi(I)$ , avec  $I$  égal au courant quasi statique montré dans la Figure III-18 a, décrit par le circuit magnétique du transformateur.



b) Courbe  $B(I)$ , avec  $I$  égal au courant quasi statique montré dans la Figure III-18 a, décrite par la voie X du magnétomètre No. 1.

Figure III-18 Exemple du procédé mis en place pour déterminer les valeurs positive et négative de flux et induction magnétique rémanents lorsqu'un courant quasi statique est injecté dans la bobine du transformateur.

L'exemple de la Figure III-18 correspond à l'essai No. 1 référencé dans le Tableau III-9 avec l'induction mesurée sur la voie X du capteur No. 1. Comme nous pouvons le constater,

les valeurs positives et négatives du flux rémanent et de  $B_{CM_{capteur}}$  valent respectivement  $\pm 0,67 \text{ Wb}$  ( $\pm 0,65$  p.u. du flux à tension nominale) et  $\pm 8,4 \mu\text{T}$ . Nous pouvons aussi constater que les valeurs de  $B_{r_{max}}$ ,  $B_{r_{min}}$  et  $B_{0_{capteur}}$  valent respectivement  $-0,5$  ;  $+16,3$  ; et  $+7,9 \mu\text{T}$ .

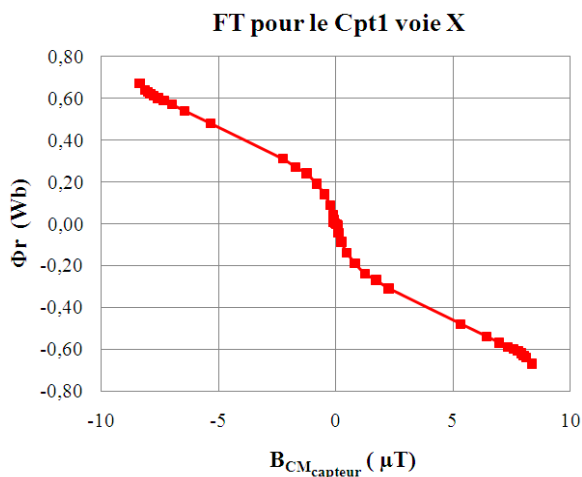
### III.2.1.1.1. Classification des Abaques

Pour un transformateur monophasé, un seul flux rémanent est à identifier, donc un seul capteur a priori nous suffit. Cependant, plusieurs capteurs sont fixés autour du transformateur afin d'étudier si certaines positions sont plus favorables que d'autres.

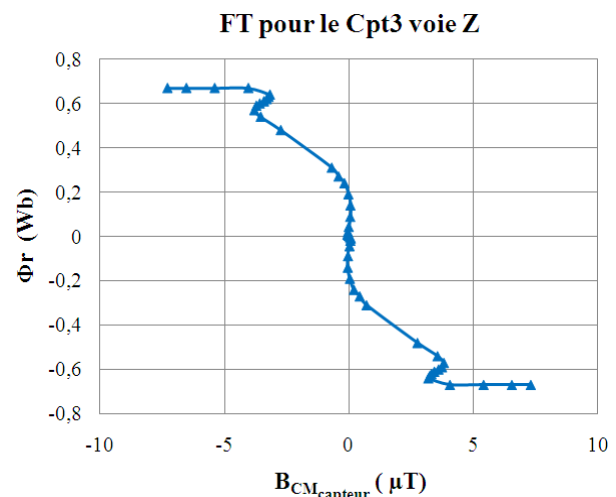
Dans ce paragraphe, nous allons séparer les abaques obtenus en trois catégories (verte, jaune et rouge) selon leur comportement.

- La catégorie verte correspond aux FT qui présentent un comportement continu sans points d'inflexions et avec des faibles pentes. Ainsi, chaque valeur  $B_{CM_{capteur}}$  peut être liée à une seule valeur de flux rémanent ( $\Phi_r$ ) ce qui assure que FT est bijective.
- La catégorie jaune correspond aux FT qui ont soit des pentes très accentuées soit des points d'inflexions sur une partie de la courbe soit les deux comportements ensemble. Ce type de FT peut donc présenter des zones de comportement non bijectives. Cependant, si pour une valeur de  $B_{CM_{capteur}}$ , deux ou plusieurs valeurs de flux rémanent ( $\Phi_r$ ) associés sont très « proches » entre elles, cette FT peut être exploitée. Elles sont cependant moins précises.
- La catégorie rouge correspond aux FT qui présentent des zones d'imprécision très grandes de sorte qu'une valeur de  $B_{CM_{capteur}}$  peut être liée à des valeurs de flux rémanents ( $\Phi_r$ ) totalement différentes ou parfois même opposées. Ce type de comportement est dû à un changement de l'orientation de l'induction magnétique et conduit à une FT inexploitable.

Les Figures III-19 a, b et c présentent respectivement les catégories verte, jaune et rouge. Ces FT ont été obtenues au §III.1.3.2 pour les courants quasi statiques du Tableau III-9 injectés dans la bobine du transformateur.



a) FT catégorie vert



b) FT catégorie jaune

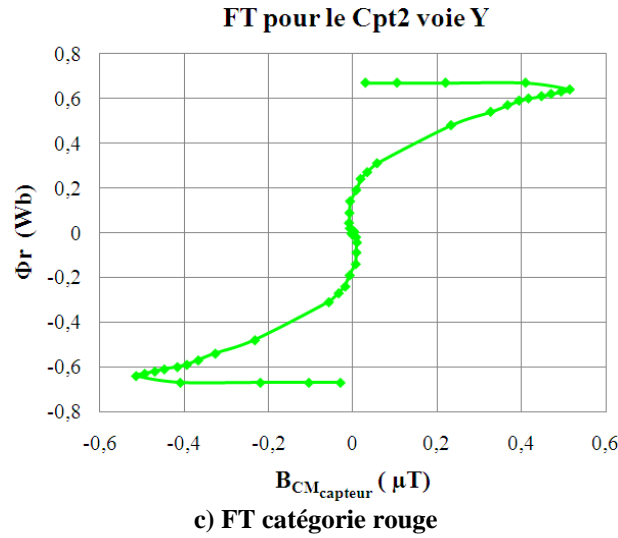


Figure III-19 Exemple des différents types de FT possibles (catégories vert, jaune et rouge)

### III.2.1.2. Calcul de l'induction magnétique due au flux rémanent ( $B_{CM\text{capteur}}$ )

$B_{CM\text{capteur}}$  s'obtient par soustraction entre la valeur du  $B_{\text{mesuré}}$  lorsque le transformateur est hors tension et la valeur de  $B_{0\text{capteur}}$ . Cette opération permet d'extraire l'induction magnétique qui correspond uniquement au flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur.

L'induction  $B_{0\text{capteur}}$  est toujours calculée par la demi somme des valeurs d'inductions magnétiques mesurées au passage du courant par zéro ( $B1_{\text{mesuré}}$  et  $B2_{\text{mesuré}}$ ). Ces inductions ( $B1_{\text{mesuré}}$  et  $B2_{\text{mesuré}}$ ) se composent de l'induction correspondant aux valeurs positives et négatives du flux rémanent ( $B_{r\text{max}}$  et  $B_{r\text{min}}$ ), du champ local sur le capteur  $B_{0\text{capteur}}$  et de l'induction générée par les courants de Foucault présents dans les tôles du circuit magnétique ( $B_{F\text{max}}$  et  $B_{F\text{min}}$ ). Ainsi, on a :

$$\begin{aligned} B1_{\text{mesuré}} &= B_{r\text{max}} + B_{F\text{max}} + B_{0\text{capteur}} \\ B2_{\text{mesuré}} &= B_{r\text{min}} + B_{F\text{min}} + B_{0\text{capteur}} \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

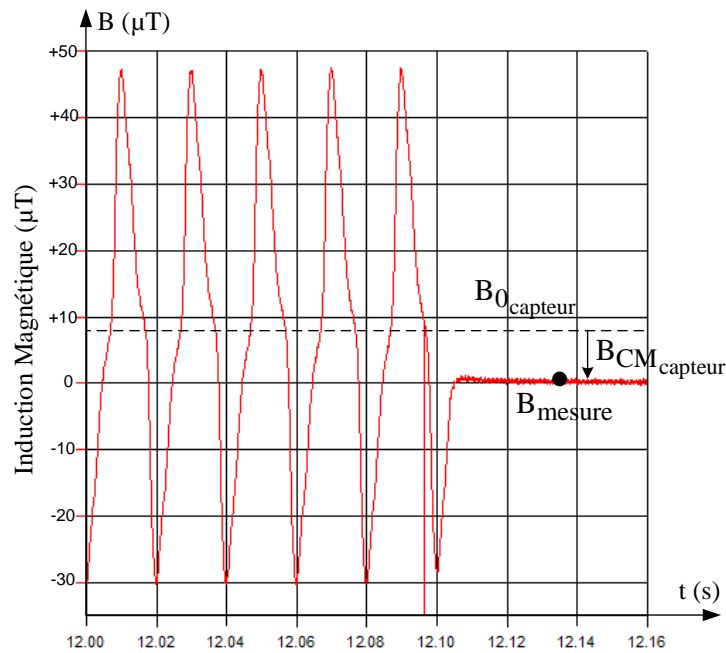
Nous supposons alors que :

1.  $B_{r\text{max}} = -B_{r\text{min}}$
2.  $B_{F\text{max}} = -B_{F\text{min}}$
3.  $B_{0\text{capteur}}$  constant avant la mise hors tension

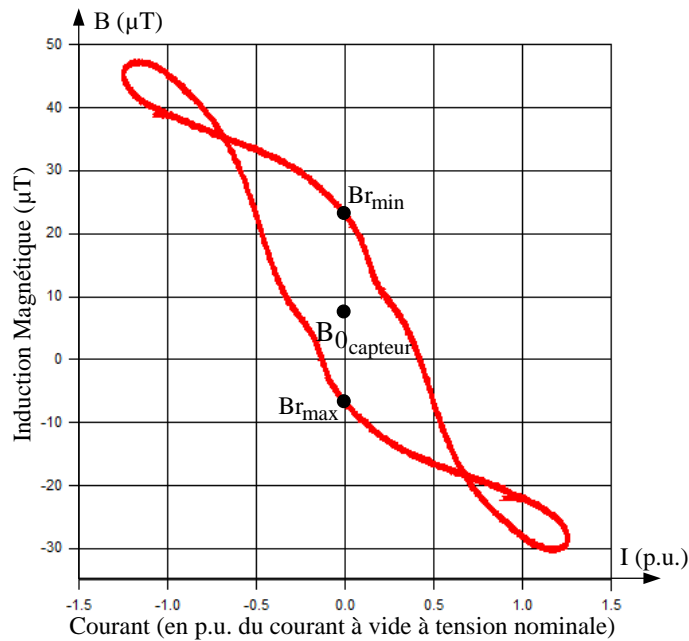
Ces hypothèses sont tout à fait cohérentes, car sauf anomalies magnétiques autour du circuit ou de l'alimentation, le comportement magnétique s'inverse exactement quand le courant s'oppose, que ce soit pour les flux rémanents ou les courants de Foucault.

Nous supposons aussi en particulier que  $B_{0_{\text{capteur}}}$  reste constant avant la mise hors tension, ce qui signifie que le courant à vide ne vient pas perturber le champ local sur le capteur, ce qui est raisonnable dans le cas sans cuve notamment.

La Figure III-20 présente l'exemple de l'induction magnétique (Capteur No. 1, voie X) mesurée à la mise hors tension d'un transformateur (mise sous/hors tension No. 3 du Tableau III-2). A partir de cette illustration, nous allons montrer comment calculer le  $B_{CM_{\text{capteur}}}$



a) signal d'induction magnétique temporelle mesurée (Capteur No. 1, voie X)



b) Cycle B(I) décrit par le Capteur No. 1, voie X

Figure III-20 Exemple didactique de comment obtenir le  $B_{CM_{\text{capteur}}}$ . Signal d'induction magnétique mesurée à la mise sous/hors tension No. 3 montré dans le Tableau III-2.



Tout d'abord, il faut relever les valeurs de  $B_{\text{mesuré}}$  lorsque le transformateur est hors tension et  $B_{0\text{capteur}}$ , qui, dans cet exemple, valent respectivement  $0\mu\text{T}$  et  $8\mu\text{T}$  ( $(23\mu\text{T}-8\mu\text{T})/2$ ).

Une fois ces valeurs obtenues, la valeur de  $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}}$  est déduite par soustraction (ici  $-8\mu\text{T}$ ). Enfin, il suffit d'utiliser la FT pour retrouver la valeur de flux rémanent associée que l'on cherche à estimer.

### III.2.2. Application de la nouvelle méthode à un cas réel

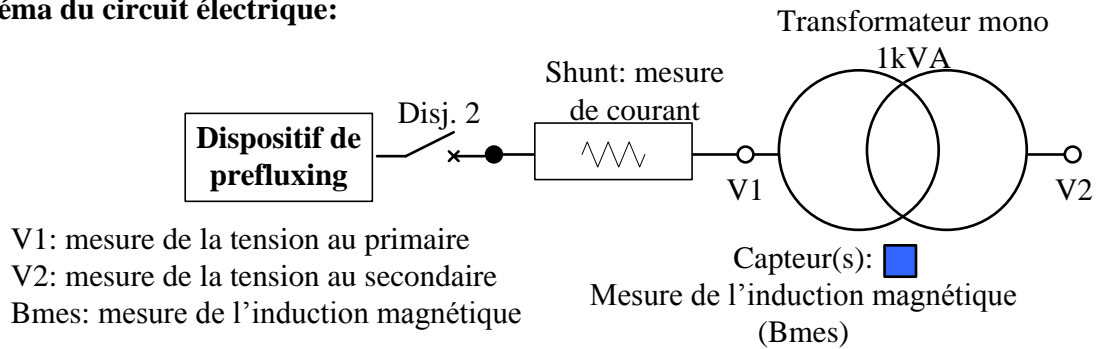
Notre nouvelle méthode est appliquée à un transformateur monophasé de 1,15kVA.

Nous allons nous servir des FT obtenues au §III.1.3.1 et des mises sous/hors tension mesurées au §III.1.2.1.

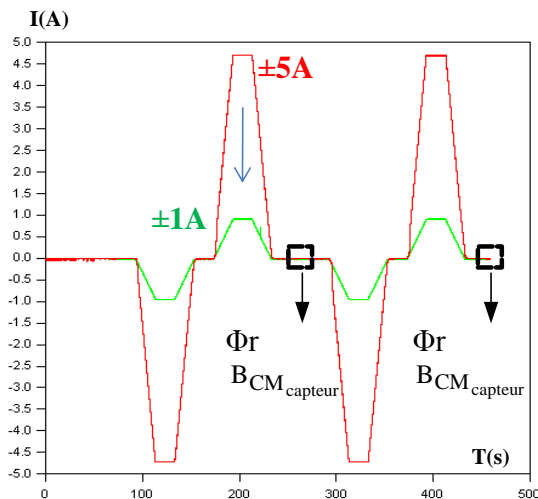
Nous pourrions ainsi comparer notre méthode à celle de [CAV-11.1] et à la méthode d'intégration de la tension, notre référence. La Figure III-21 résume la procédure employée

#### Étape No. 1: Calibration

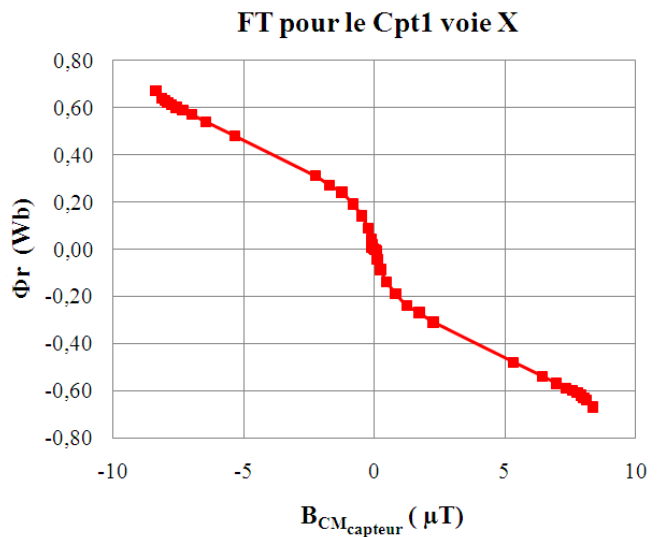
Schéma du circuit électrique:



Injection du courant continu:



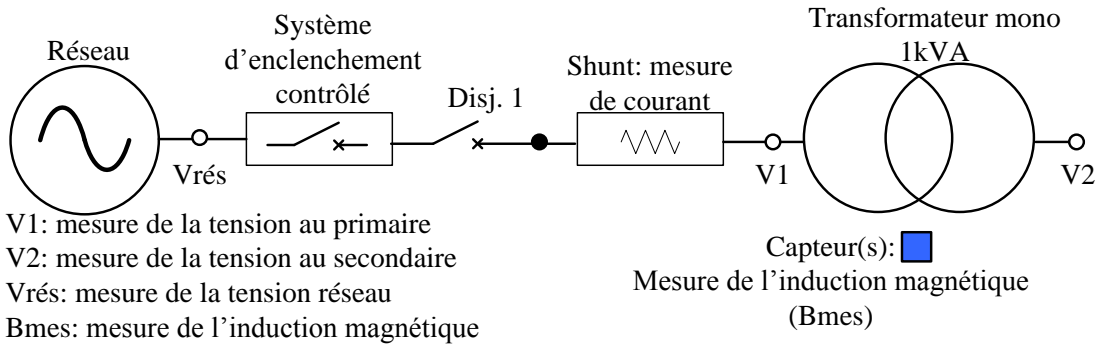
FT:



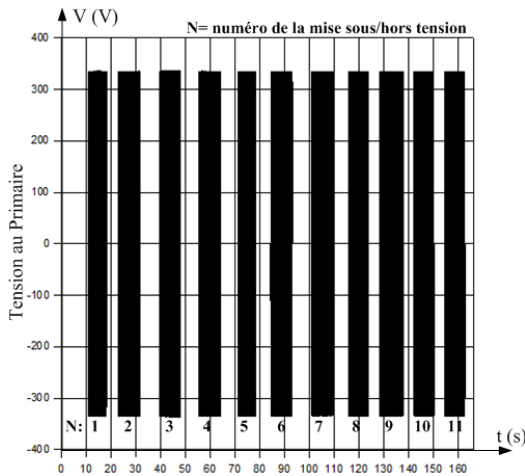
a) Exemple schématique de l'obtention des FT (Étape No.1 de la nouvelle méthode)

## Étape No. 2: $B_{CM_{capteur}}$

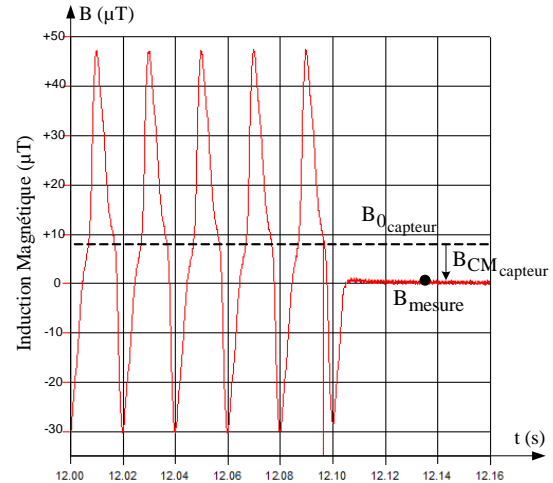
Schéma du circuit électrique:



Acquisition des signaux:



Calcul du  $B_{CM_{capteur}}$  :



b) Exemple schématique de l'obtention de  $B_{CM_{capteur}}$ , (Étape No.2 de la nouvelle méthode)

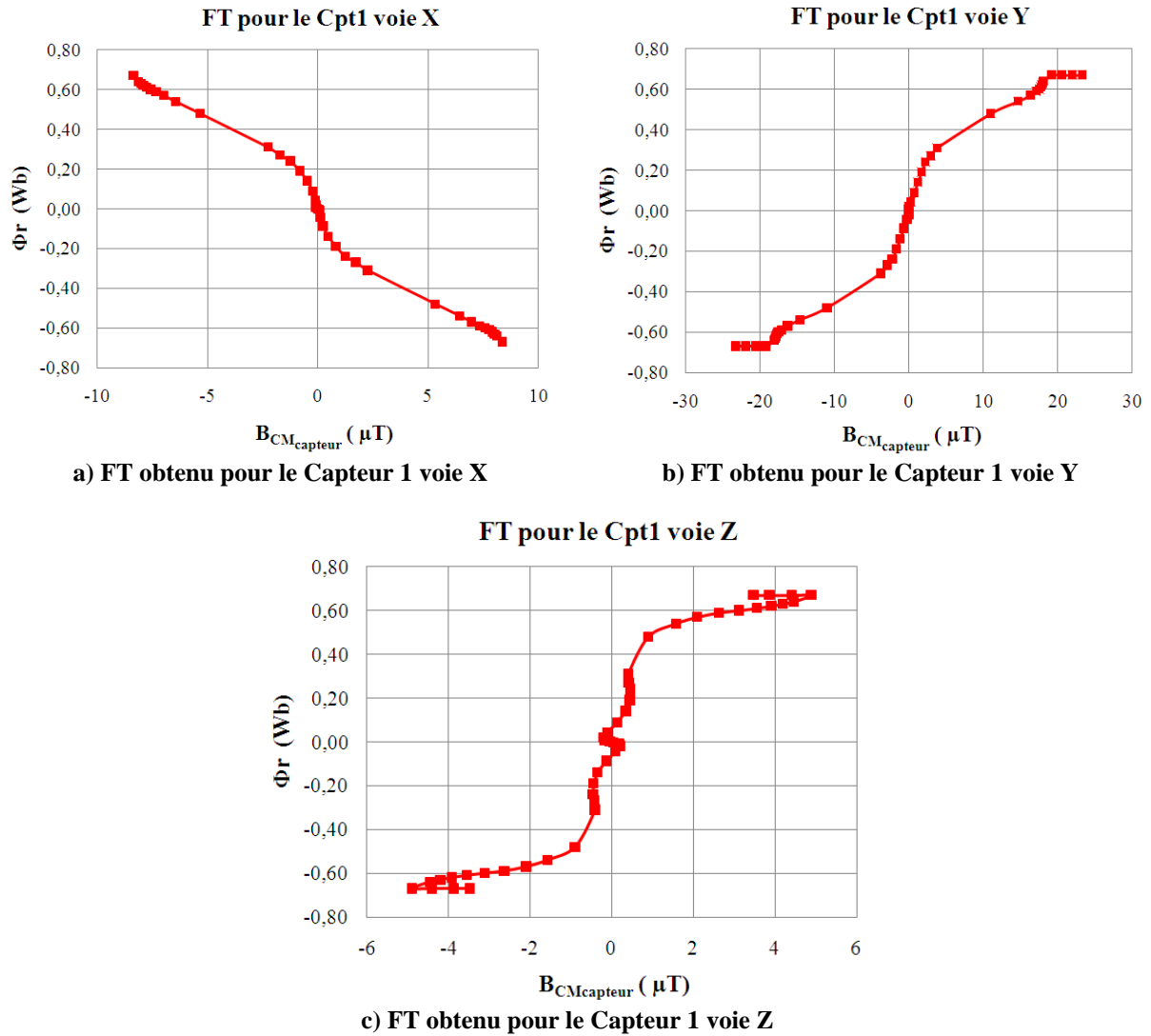
Figure III-21 Résumé du procédé de l'essai mis en place pour estimer la valeur de flux rémanent en utilisant la nouvelle méthode.

### III.2.3. Résultats obtenus par la nouvelle méthode

Tout d'abord, nous allons présenter et classer les 9 FT obtenues pour les trois capteurs triaxiaux positionnés autour du transformateur monophasé de 1,15kVA (Tableau III-10). Ensuite, nous allons présenter respectivement les valeurs de  $B_{CM_{capteur}}$  calculées et les valeurs de flux rémanent estimées pour la séquence de 11 mises hors tensions réalisées (voir Tableau III-2). Finalement, les valeurs de flux rémanent estimées par la nouvelle méthode seront comparées à celles obtenues par la méthode proposée en [CAV-11.1] et par l'intégration de la tension.

#### III.2.3.1. Abaques : analyses et classification

Les FT correspondent aux essais du Tableau III-8. La Figure III-22 présente les abaques obtenus pour les 3 axes du Capteur No. 1.



**Figure III-22** FT obtenues par le Capteur No. 1 lorsque les courants quasi statiques montrés dans le Tableau III-8 ont été injectés dans la bobine du transformateur monophasé de 1,15kVA.

En analysant les FT suivant les critères établis au §III.2.1.1.1, nous pouvons dire que les voies X et Y correspondent à des FT du type vert et la voie Z correspondent à un abaque du type jaune.

Les voies X et Y sont exploitables à 100% et la voie Z présente des zones non exploitables :  $-0,2 < \Phi_r < +0,2$  Wb,  $-0,6 < \Phi_r < -0,67$  Wb et  $0,6 < \Phi_r < +0,67$  Wb. Par exemple, pour une valeur d'induction magnétique rémanente égale à  $4\mu T$ , la valeur de flux rémanent varie entre  $+0,6 < \Phi_r < +0,67$  Wb.

Ce type d'analyse est fait pour les FT obtenues pour les capteurs No. 2 et 3 (Figures III-23 et III-24) : les résultats obtenus sont résumés dans le Tableau III-11.

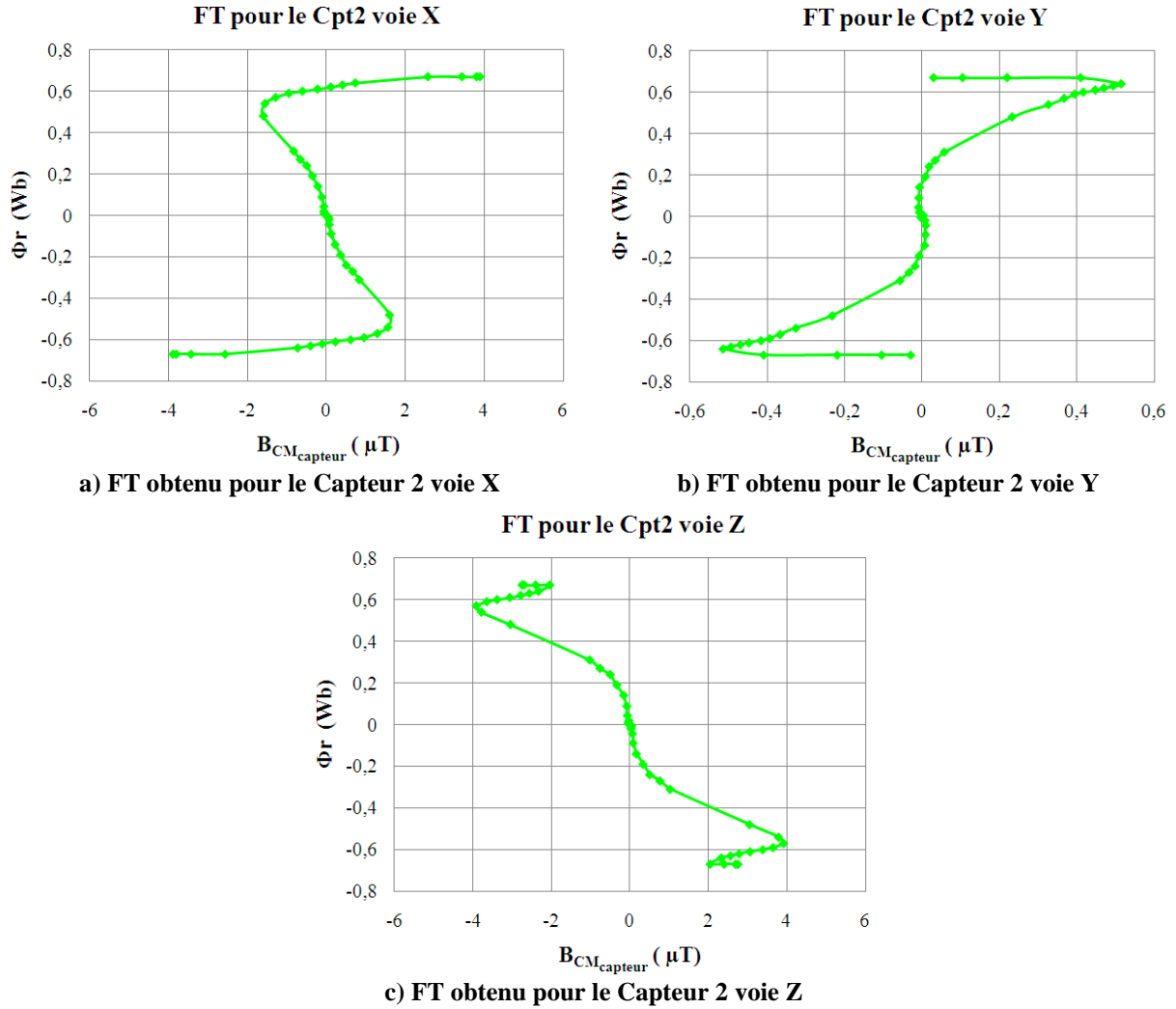
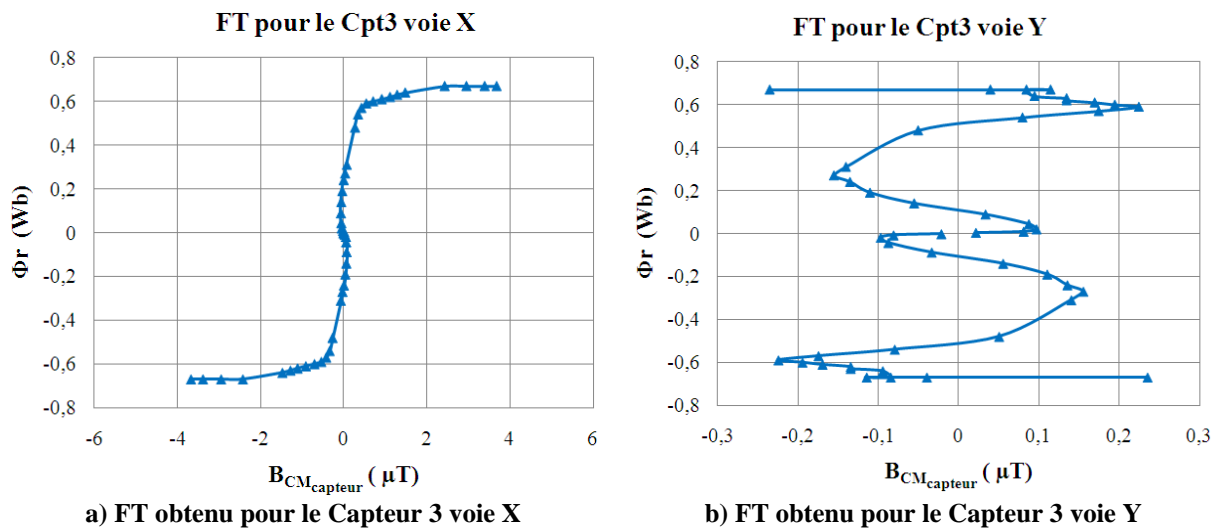
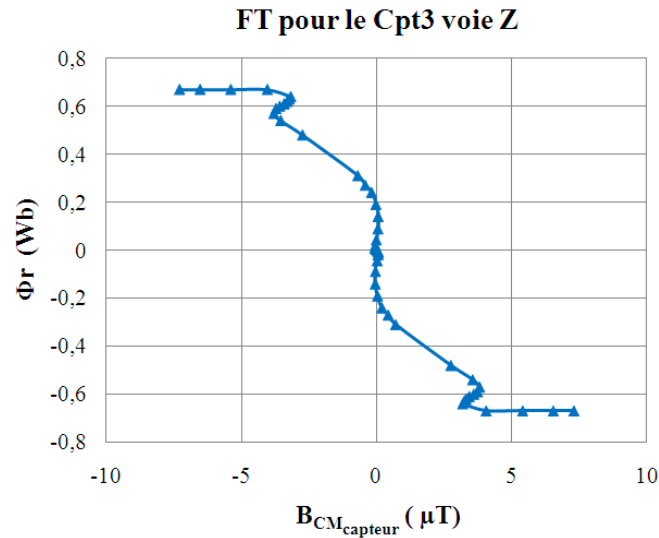


Figure III-23 FT obtenues par le Capteur No. 2 lorsque les courants quasi statiques montrés dans le Tableau III-8 ont été injectés dans la bobine du transformateur monophasé de 1,15kVA.





c) FT obtenu pour le Capteur 3 voie Z

Figure III-24 FT obtenues par le Capteur No. 3 lorsque les courants quasi statiques montrés dans le Tableau III-8 ont été injectés dans la bobine du transformateur monophasé de 1,15kVA.

Capteurs	Voies	Catégorie	Zones d'imprécision (Wb)
1	X	vert	X
	Y	vert	X
	Z	jaune	$-0,2 < \Phi_r < +0,2$
			$-0,6 < \Phi_r < -0,67$ $+0,6 < \Phi_r < +0,67$
2	X	rouge	100%
	Y	rouge	100%
	Z	jaune	$\Phi_r > +0,4$ $\Phi_r < -0,4$
3	X	jaune	$-0,4 < \Phi_r < +0,4$
	Y	rouge	100%
	Z	jaune	$-0,2 < \Phi_r < +0,2$ $-0,5 < \Phi_r < -0,61$ $+0,5 < \Phi_r < +0,61$

Tableau III-11 Classification des abaques obtenus en essai

### III.2.3.2. Calcul de la valeur du $B_{CM_{capteur}}$ et estimation de la valeur de flux rémanent

Les valeurs d'induction magnétique rémanente à la mise hors tension sont calculées pour les 11 cas testés.

Les abaques X et Y du Capteur No. 2 et Y du Capteur No. 3 étant inexploitable, les valeurs de  $B_{CM_{capteur}}$  ne sont pas calculées pour ces capteurs.

Le Tableau III-12 présente les  $B_{CM_{capteur}}$  calculées pour les 11 mises hors tension

<b>B<sub>CMcapteur</sub> (μT)</b>						
No. de la mise hors tension	Capteur No. 1			Capteur No. 2	Capteur No. 3	
	Voie X	Voie Y	Voie Z	Voie Z	Voie X	Voie Z
1	-8,06	24,14	3,08	-6,78	0,61	-5,44
2	7,87	-24,17	-4,65	5,11	-0,58	4,66
3	-7,94	24,29	2,90	-6,37	0,43	-5,58
4	7,87	-24,14	-4,78	5,49	-0,60	4,43
5	-7,97	24,44	3,84	-6,61	0,58	-5,74
6	7,95	-24,11	-3,91	5,30	-0,62	4,40
7	-7,88	24,40	3,61	-6,79	0,48	-5,75
8	7,96	-24,00	-3,96	5,12	-0,69	4,34
9	-7,92	24,47	3,65	-6,85	0,48	-5,79
10	7,89	-23,91	-3,98	5,04	-0,69	4,27
11	-7,92	24,48	3,59	-6,91	0,49	-5,77

Tableau III-12 Valeurs de B<sub>CMcapteur</sub> calculées pour chacune des 11 mises hors tensions.

Le Tableau III-13 présente les flux rémanents déduits des abaques.

<b>Φ<sub>r</sub> (p.u. du flux à tension nominale)</b>						
No. de la mise hors tension	Capteur No. 1			Capteur No. 2	Capteur No. 3	
	Voie X	Voie Y	Voie Z	Voie Z	Voie X	Voie Z
1	0,61	0,65	0,58	Hors Abaque	0,58	0,65
2	-0,60	-0,65	-0,63	Hors Abaque	-0,57	-0,65
3	0,61	0,65	0,58	Hors Abaque	0,56	0,65
4	-0,60	-0,65	-0,63	Hors Abaque	-0,57	-0,65
5	0,61	0,65	0,60	Hors Abaque	0,56	0,65
6	-0,60	-0,65	-0,60	Hors Abaque	-0,57	-0,65
7	0,61	0,65	0,60	Hors Abaque	0,56	0,65
8	-0,60	-0,65	-0,60	Hors Abaque	-0,57	-0,65
9	0,61	0,65	0,60	Hors Abaque	0,56	0,65
10	-0,60	-0,65	-0,60	Hors Abaque	-0,57	-0,65
11	0,61	0,65	0,60	Hors Abaque	0,56	0,65

Tableau III-13 Valeurs de flux rémanent estimés pour chacune des 11 mises hors tensions en utilisant la nouvelle méthode.

D'après le Tableau III-13, nous pouvons constater qu'à partir des capteurs No. 1 et 3 (cinq FT différentes), nous estimons quasiment la même valeur de flux rémanent à chaque mise hors tension, ce qui montre que la méthode converge vers un même résultat. Les valeurs obtenues sont cohérentes avec le fait que lors des 11 mises hors tension, nous n'avons eu que deux valeurs possibles de flux rémanent, comme l'a montré la méthode d'intégration de la tension.

La voie Z du Capteur No. 2, n'est pas exploitable car les inductions obtenues sont hors abaques.

La Figure III-25 compare les différentes méthodes : celle de référence par intégration de la tension « Int(V) », la méthode standard par mesure de l'induction magnétique « MIM » et la nouvelle méthode « New\_MIM ».

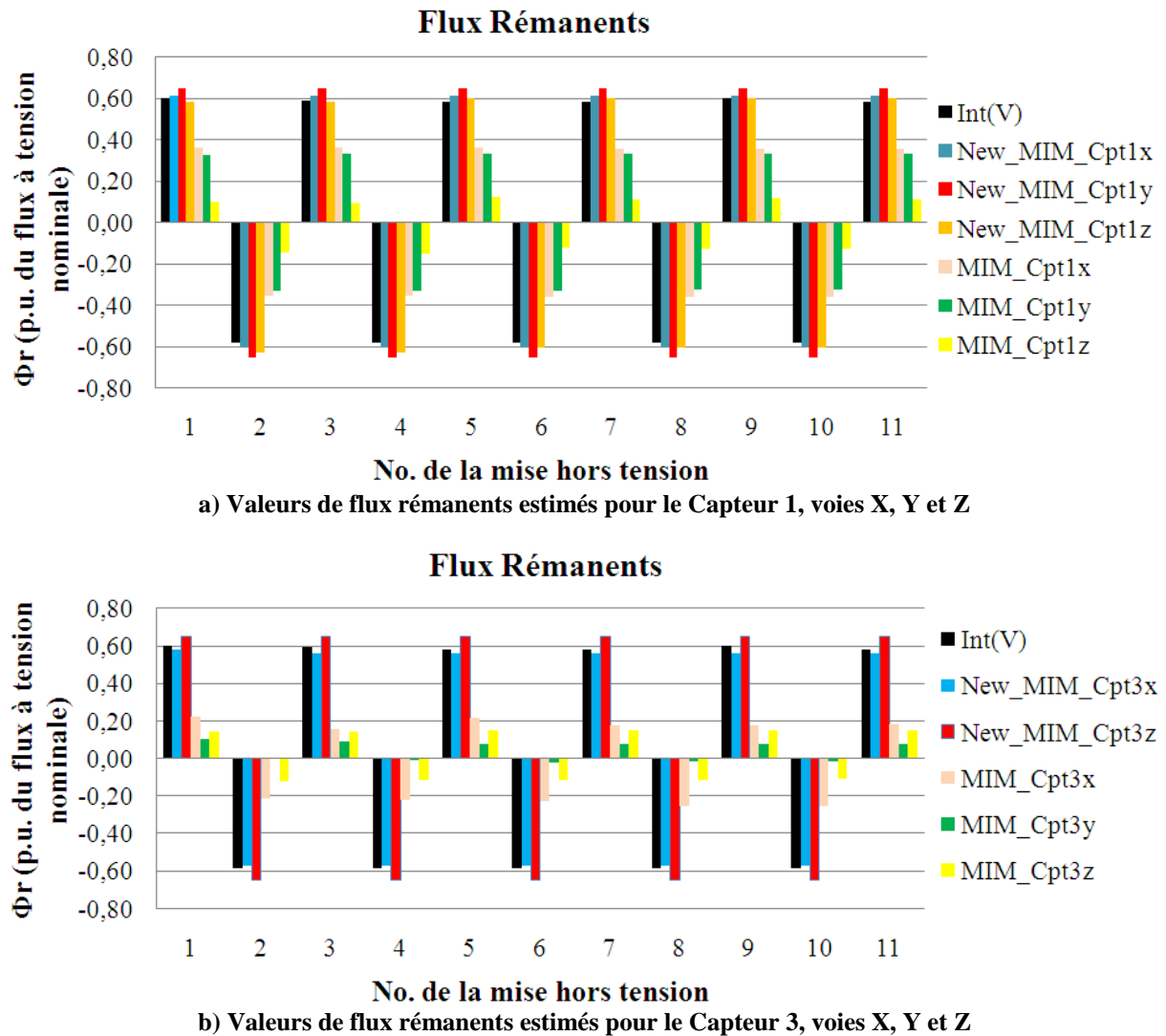


Figure III-25 Comparaison entre les valeurs de flux rémanent calculées par la méthode d'intégration de tension, par la nouvelle méthode et par la méthode standard basée sur la mesure de l'induction magnétique.

La nouvelle méthode est systématiquement meilleure que la méthode proposée par [CAV-11.1] et présente des résultats très proches de la méthode d'intégration de la tension, ce qui démontre son efficacité et la validité des hypothèses que nous avons faites au départ de cette étude.

#### III.2.4. Étude de l'influence d'une « cuve » sur la nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique

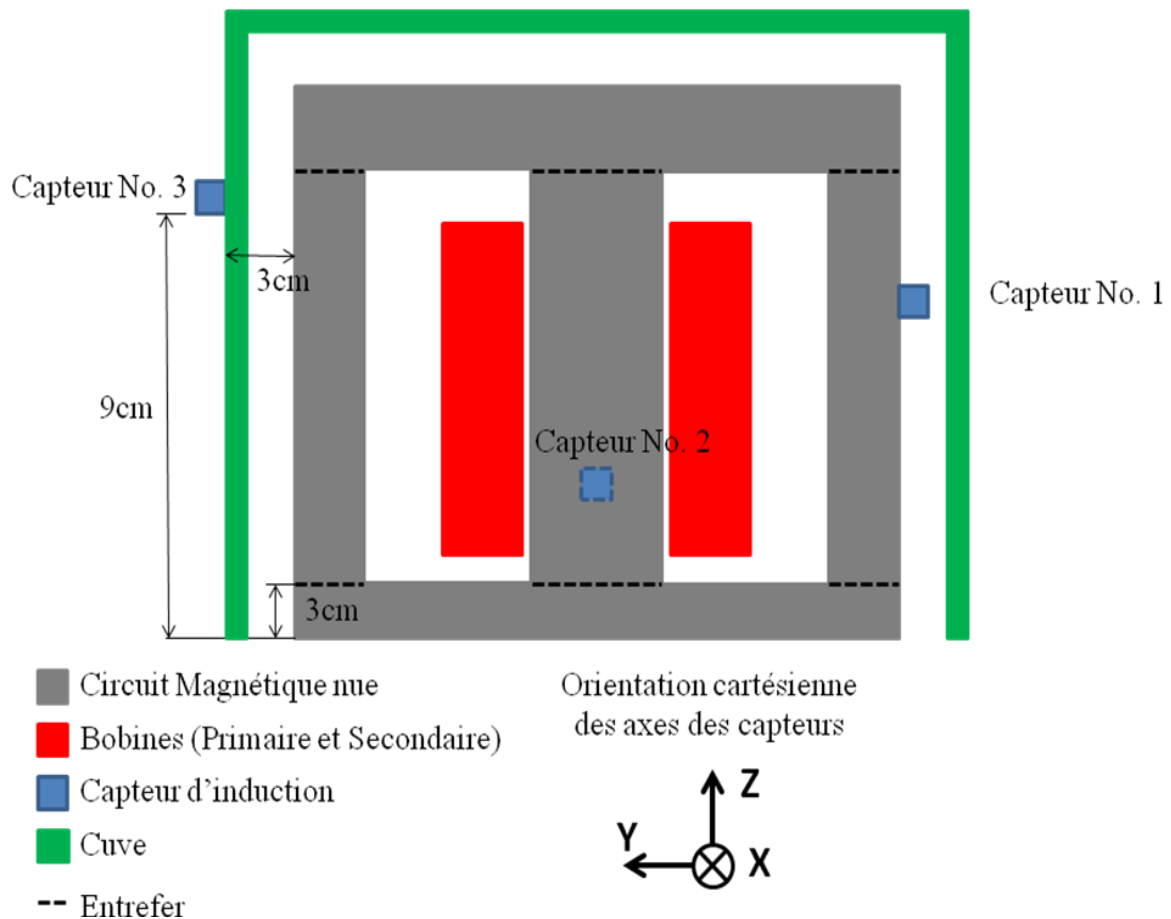
L'objectif est d'étudier l'influence d'une cuve sur la nouvelle stratégie, plus précisément sur l'étape No. 1 (obtention de la FT) et sur l'étape No. 2 (calcul de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$ ).

Pour cela, nous allons nous servir du banc d'essai présenté dans la première partie de ce chapitre et des essais spécifiques qui ont été réalisés.

Précisons que la cuve utilisée pendant ces essais n'est pas vraiment représentative d'une vraie cuve d'un transformateur de puissance. Cependant, cette étude nous permet de

mettre en évidence les potentielles influences qu'une pièce ferromagnétique peut avoir sur la nouvelle méthode proposée.

La « cuve » (Figure III-26) est disposée autour du même transformateur monophasé que précédemment. Cette cuve ferromagnétique n'est pas fermée puisqu'elle est ouverte sur sa base. Les capteurs n'ont pas changé de position, mais pour ces essais, le Capteur 1 se retrouve à l'intérieur de la cuve, sur le circuit magnétique, alors que les Capteurs 2 et 3 sont à l'extérieur de la cuve.

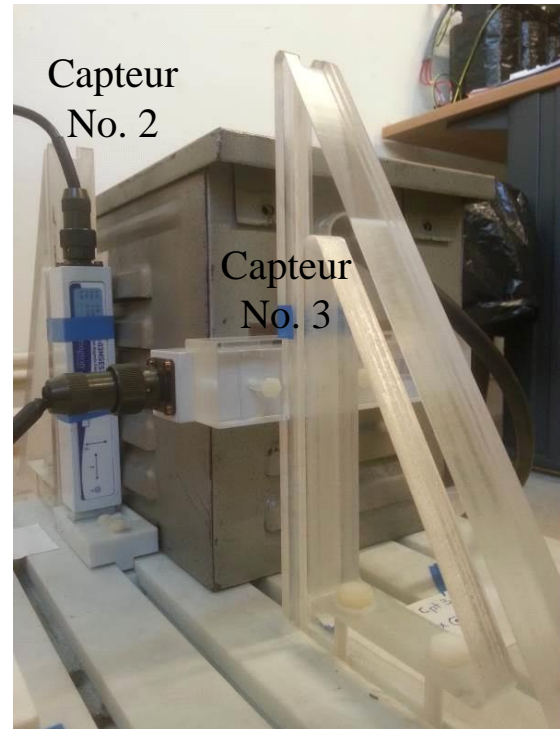


**a) Schéma de position des capteurs No.1, 2 et 3 par rapport au circuit magnétique et à la cuve**

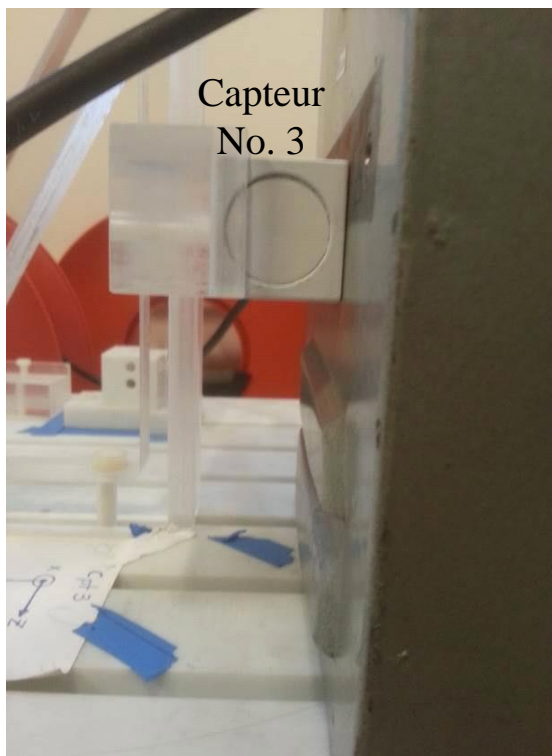




b) Transformateur avec cuve et capteurs No. 1, 2 et 3. Les capteurs No. 2 et 3 sont à l'extérieur de la cuve et le capteur No. 1 est à l'intérieur de la cuve



c) Position des capteurs No. 2 et 3 à l'extérieur de la cuve.



d) Zoom sur le capteur No. 3 à l'extérieur de la cuve



e) Zoom sur le capteur No. 2 à l'extérieur de la cuve



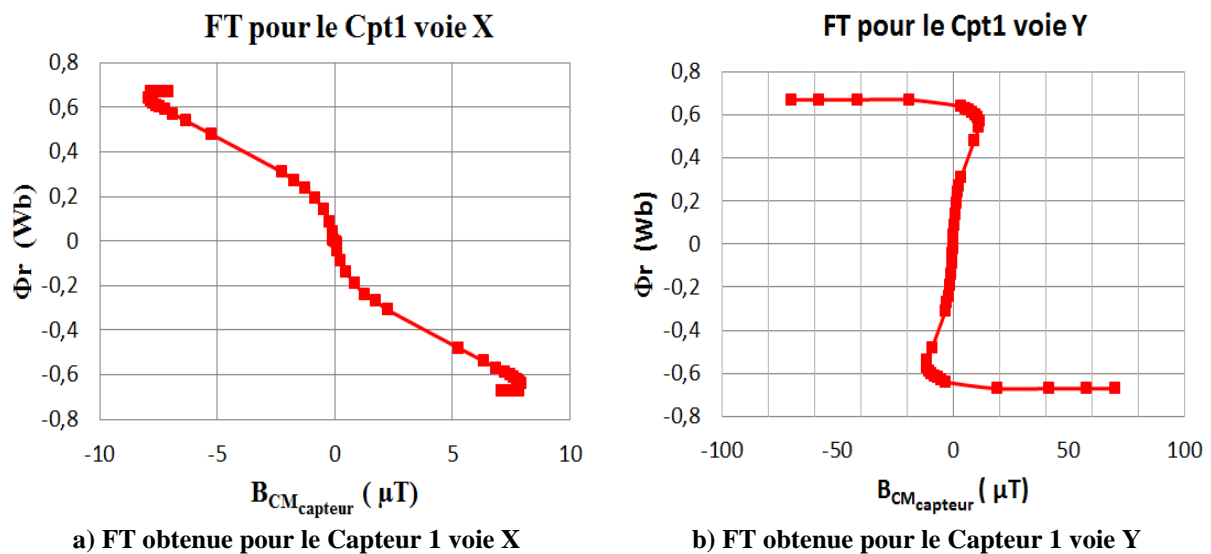
f) Zoom sur le capteur No. 1 à l'intérieur de la cuve

Figure III-26 Disposition des capteurs No. 1, 2 et 3 et de la cuve par rapport au circuit magnétique du transformateur.

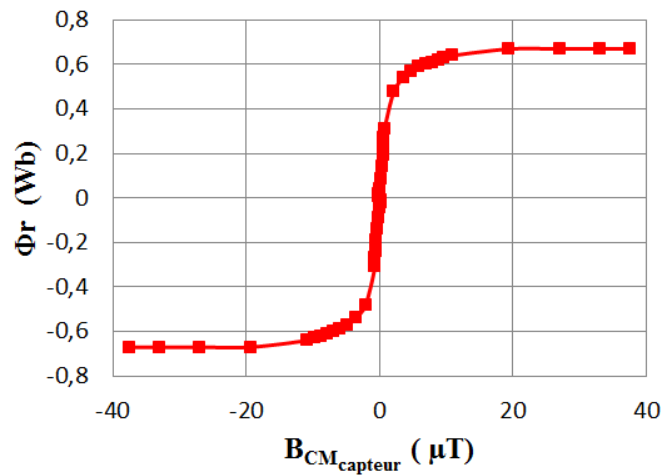
Le même procédé détaillé au §III.2.1.1 est appliqué en présence de la « cuve » : les mêmes courants quasi statiques sont injectés de façon à pouvoir comparer les résultats avec cuve avec ceux sans cuve. Le même courant maximal ayant été injecté, les mêmes flux rémanents sont obtenus, ce qui est tout à fait normal, et nous obtenons les mêmes résultats qu'au Tableau III-9, sans cuve. En revanche, la « cuve » modifie le champ externe autour du transformateur et les FT obtenues sont différents du cas sans cuve

#### III.2.4.1. Influence de la cuve sur les abaques

La Figure III-27 présente les FT obtenues sur les 3 axes des 3 capteurs en présence de la cuve autour du transformateur monophasé de 1,15kVA.

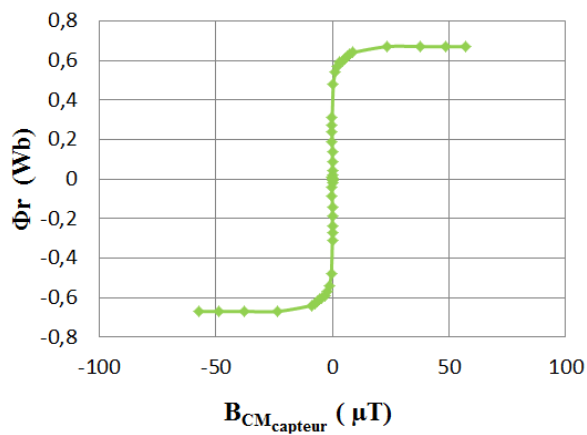


**FT pour le Cpt1 voie Z**



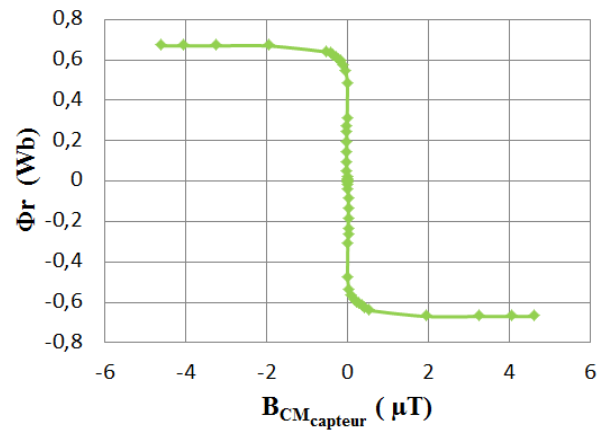
c) FT obtenue pour le Capteur 1 voie Z

**FT pour le Cpt2 voie X**



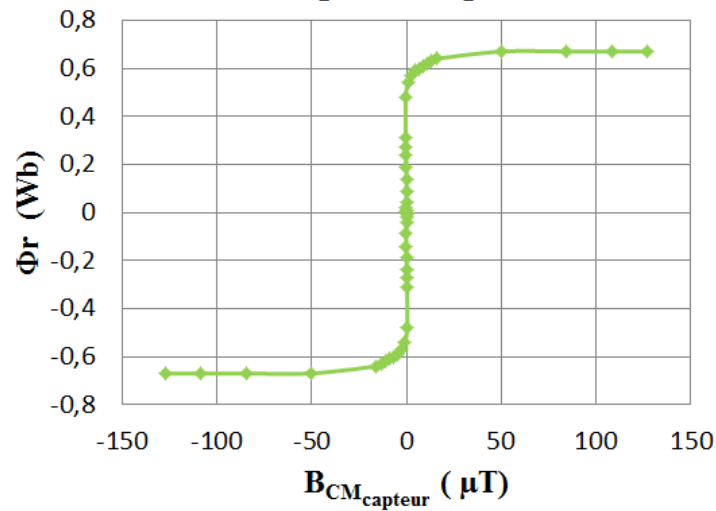
d) FT obtenue pour le Capteur 2 voie X

**FT pour le Cpt2 voie Y**



e) FT obtenue pour le Capteur 2 voie Y

**FT pour le Cpt2 voie Z**



f) FT obtenue pour le Capteur 2 voie Z

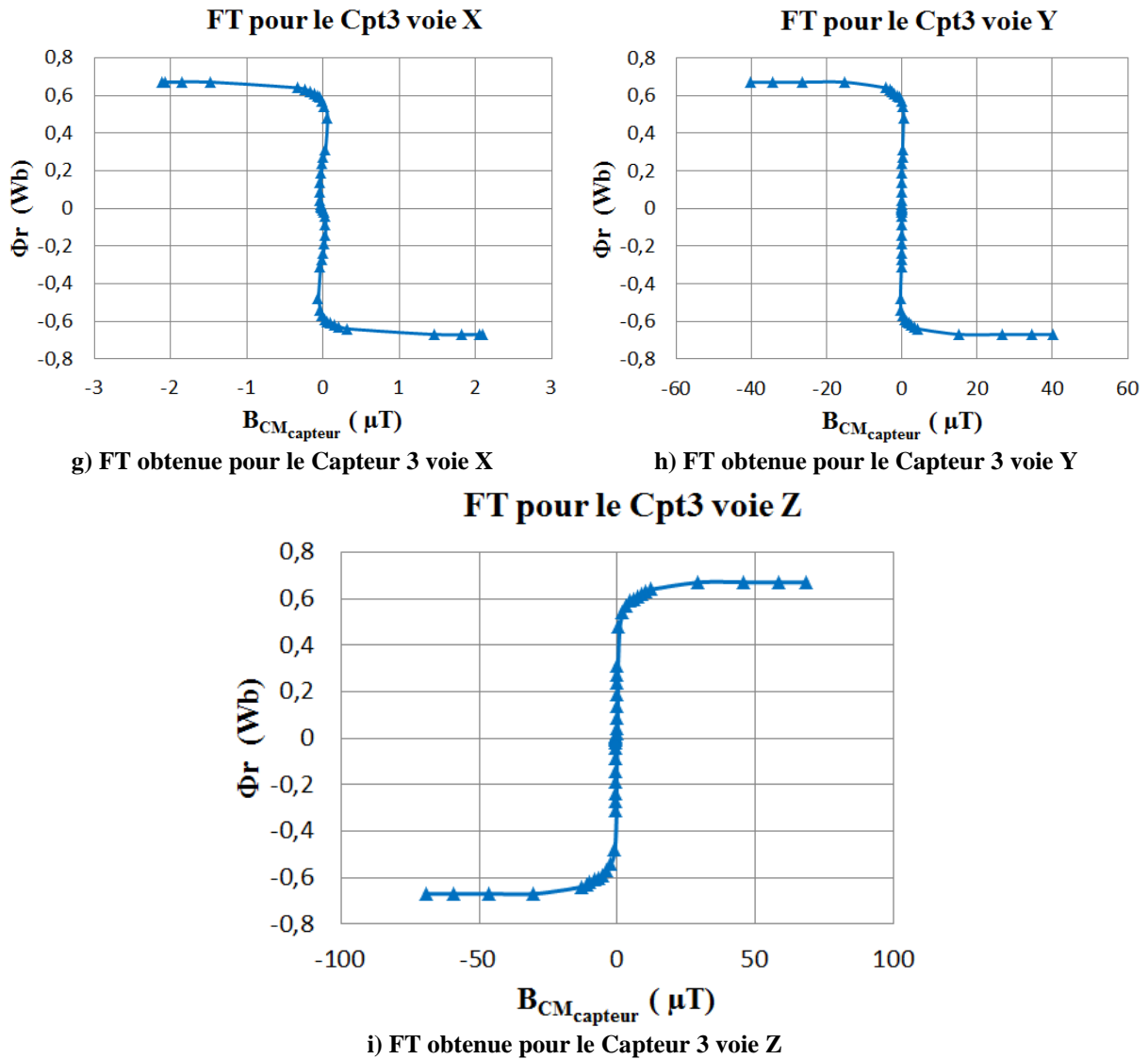


Figure III-27 FT obtenues pour les 3 capteurs lorsque les courants quasi statiques montrés dans le Tableau III-9 ont été injectés dans la bobine du transformateur monophasé de 1,15kVA

Seule la FT correspondant à la voie X du capteur No. 1 présente le même comportement que celui obtenu sans cuve (Figure III-22, §III.2.3.1). Selon nos critères de classification, cet abaque est toujours dans la catégorie verte.

Les autres voies sont en catégorie jaune (les 3 axes des Capteur 2 et 3). La forte pente pour des flux rémanents au-dessous de 0,5Wb ne permet pas d'exploiter ces courbes, mais cela est possible pour des flux plus importants, Tableau III-14.

Capteurs	Voies	Catégorie	Zones d'imprécision (Wb)
1	X	vert	X
	Y	jaune	-0,3 < $\Phi_r$ < +0,3
	Z	jaune	-0,5 < $\Phi_r$ < -0,6 +0,5 < $\Phi_r$ < +0,6
2	X	jaune	-0,3 < $\Phi_r$ < +0,3
	Y	jaune	-0,5 < $\Phi_r$ < +0,5

3	Z	jaune	$-0,5 < \Phi_r < +0,5$
	X	jaune	$-0,5 < \Phi_r < +0,5$
	Y	jaune	$-0,5 < \Phi_r < +0,5$
	Z	jaune	$-0,5 < \Phi_r < +0,5$

Tableau III-14 Classification des abaquages obtenus pour le transformateur avec « cuve »

#### III.2.4.1.1. Comparaison des FT obtenues sans cuve et avec cuve

La voie X du capteur No. 1 étant la seule qui présente le même comportement, elle est analysée séparément des autres (Figure III-28). Il est remarquable que pour cet axe, la FT obtenue avec et sans cuve sont superposables jusqu'à  $\pm 0,64$  Wb. Au-dessus de cette valeur, les abaquages diffèrent un peu.

Rappelons que l'induction externe des abaquages est mesurée lorsque le courant dans la bobine est nul. Cette induction est donc la contribution du flux rémanent du circuit magnétique, de l'induction magnétique locale et de l'aimantation rémanente de la cuve si elle existe. Ainsi, si les FT obtenues avec et sans cuve sont identiques, cela implique que l'axe du capteur est peu sensible aux variations possibles de l'aimantation rémanente de la cuve, tant que le courant dans la bobine reste inférieur à  $\pm 1$  A (valeurs au-dessous de  $\pm 0,64$  Wb, voir Tableau III-9). Au-delà, l'aimantation rémanente de la cuve commence à jouer un rôle, mais cette influence est peu marquée.

Evidemment, ce résultat dépend beaucoup des propriétés magnétiques de la cuve et de sa capacité à s'aimanter sous l'effet du champ produit par le courant des bobines et le flux de fuite du transformateur. En conclusion, la voie X du capteur No. 1 est peu sensible à la présence de la cuve ce qui est très favorable pour la nouvelle méthode.

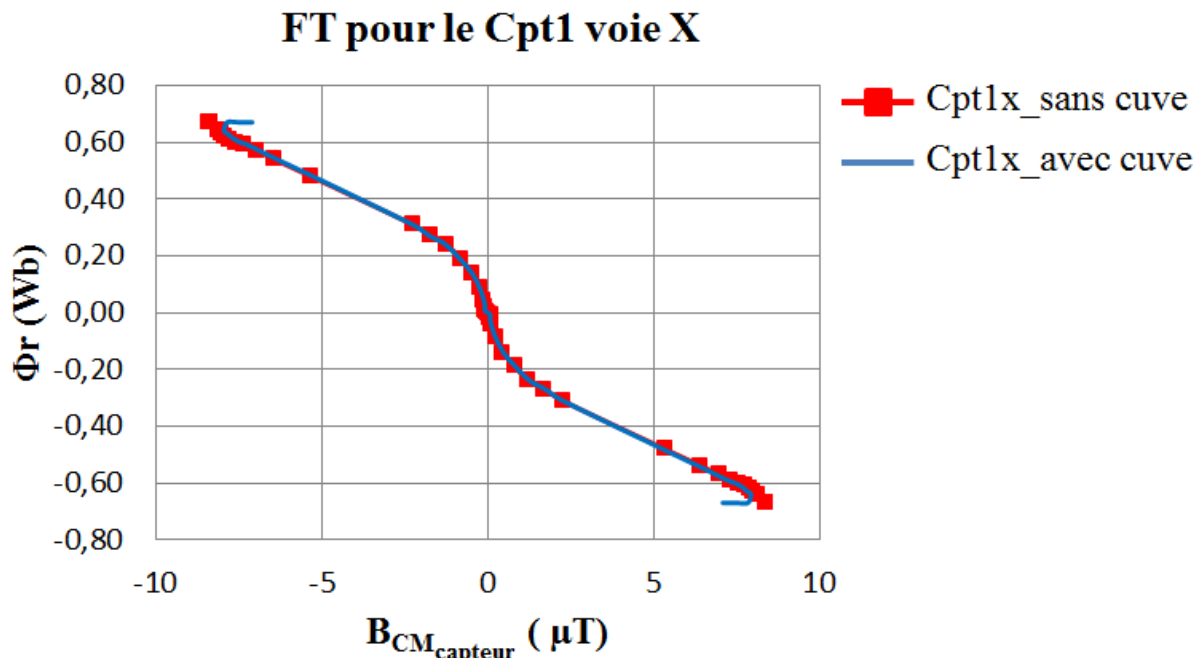
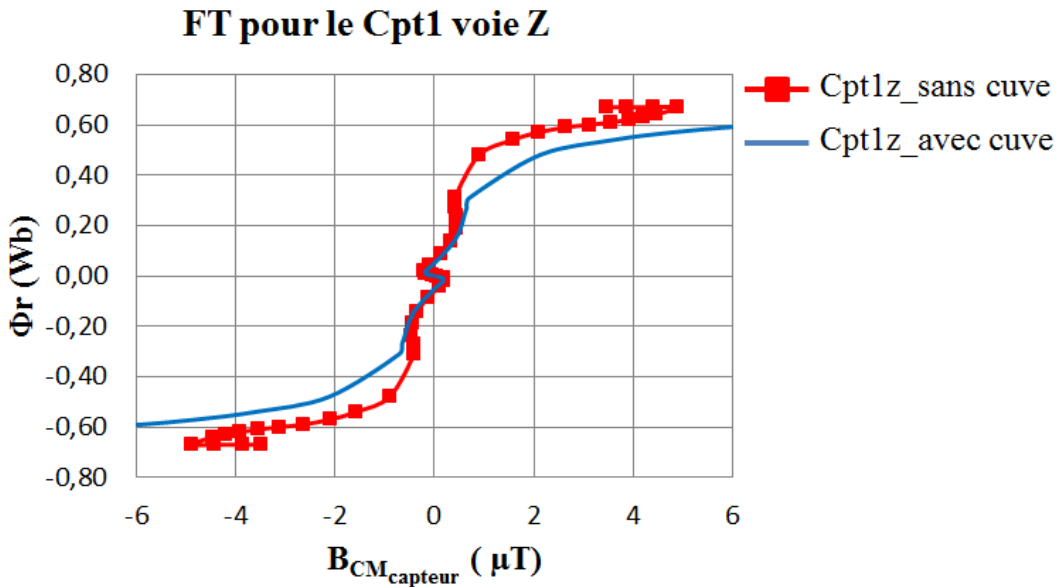
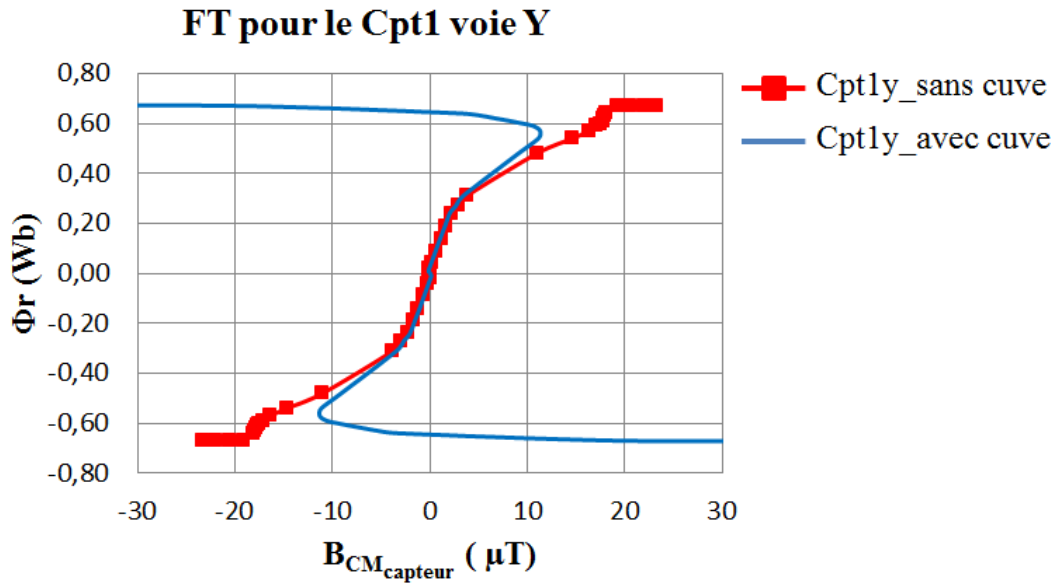


Figure III-28 Comparaison des FT obtenues sans cuve (rouge) et avec cuve (bleu) pour la voie X du capteur No.1.

Pour les deux autres axes (voies Y et Z) du capteur No. 1, les FT ont aussi des zones de variations quasiment superposables, mais l'influence de l'aimantation rémanente intervient pour des courants et des flux rémanents plus faibles (Figure III-29) et réduit les zones de linéarité.



**Figure III-29** Comparaison entre les FT obtenues sans cuve (rouge) et avec cuve (bleu) pour le capteur No.1 voies Y et Z.

Les capteurs No.2 et 3 ayant des comportements similaires, nous ne présentons les mesures que pour le capteur No.2 (Figure III-30).

Par comparaison, nous constatons que la sensibilité des capteurs 2 et 3 à l'aimantation rémanente de la cuve est beaucoup plus forte. Celle-ci acquiert cette aimantation rémanente dès les plus faibles courants dans l'enroulement, dont la signature modifie les abaques en imposant une pente trop importante pour être exploitée. Cet effet est beaucoup plus gommé sur le capteur 1, situé à l'intérieur de la cuve et plus près du circuit magnétique. Cependant, pour des valeurs plus fortes du courant (et donc de flux rémanent), les abaques peuvent être exploités.

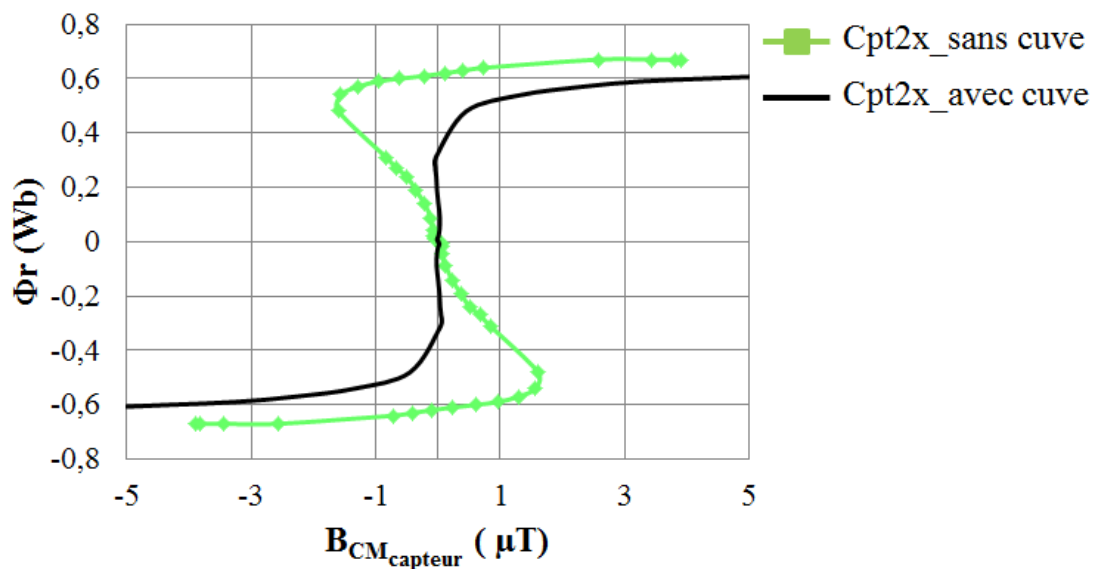
Ainsi, pour ce transformateur, nous pouvons conclure que la présence de la cuve rend les capteurs à l'extérieur de la cuve partiellement exploitables, car elle a tendance à acquérir



une aimantation rémanente pour de très faibles valeurs de courant. En revanche, un capteur placé à l'intérieur de la cuve, plus précisément collé au circuit magnétique, présente moins de sensibilité à cette aimantation rémanente. En particulier, une voie n'est pas influencée par la cuve : il s'agit de la voie X, perpendiculaire au plan défini par les tôles du circuit magnétique du transformateur. Cette voie peut donc toujours être utilisée pour estimer les flux rémanents en dépit de la présence de la cuve.

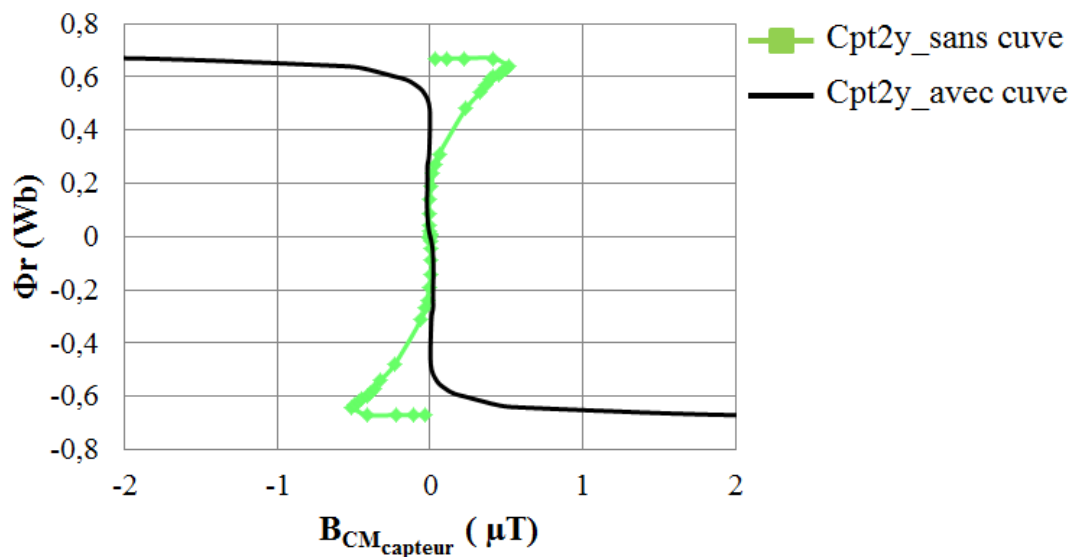
Même si les résultats que nous présentons ici sont fortement conditionnés aux propriétés géométriques et magnétiques de la cuve et même s'il n'est donc pas possible de généraliser nos conclusions, il faut garder à l'esprit que la présence d'une cuve impacte les abaques et qu'une position des capteurs plus proche du circuit magnétique semble plus favorable, avec notamment la voie perpendiculaire au plan défini par les tôles du circuit magnétique du transformateur.

### FT pour le Cpt2 voie X



a) FT obtenues pour le capteur No. 2, voie X.

### Abaques pour le Cpt2 voie Y



b) FT obtenues pour le capteur No. 2, voie Y.

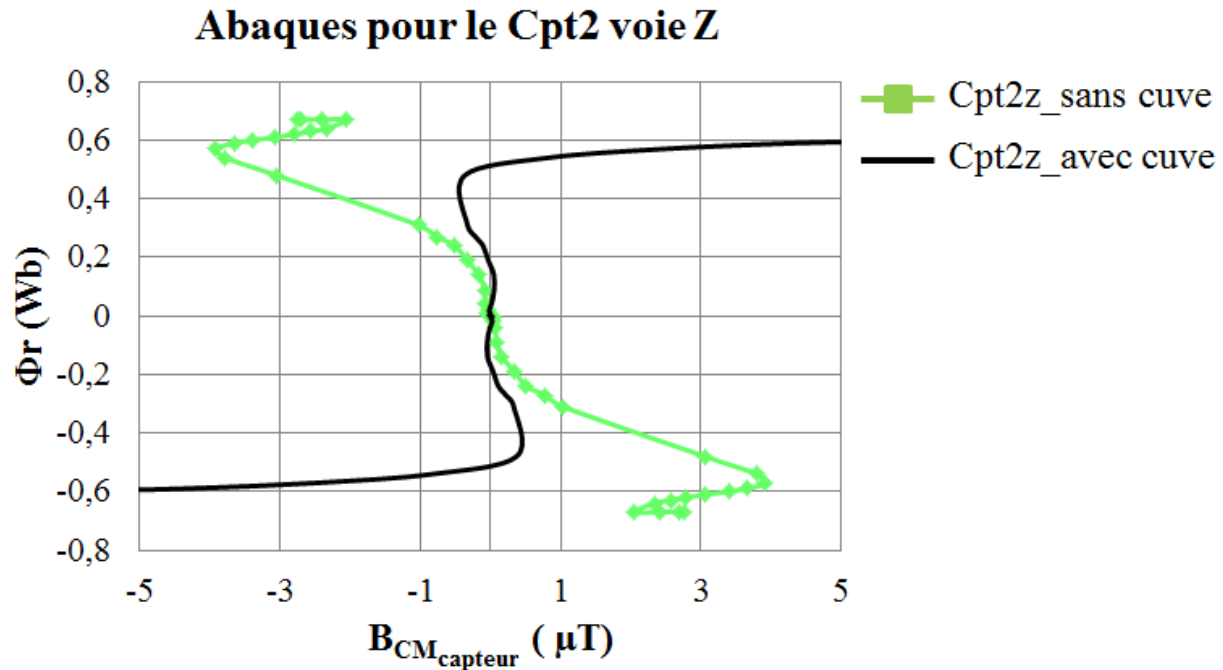


Figure III-30 Comparaison entre les FT obtenues sans cuve (vert) et avec cuve (noire) pour le capteur No. 2 voies X, Y et Z.

#### III.2.4.2. Influence de la cuve sur la détermination du $B_{CMcapteur}$

Les mêmes essais d'enclenchement et d'ouverture comme rappelés au Tableau III-2 sont à nouveau effectués avec la cuve.

Par rapport au cas sans cuve, l'induction mesurée après la mise hors tension peut aussi avoir une contribution due à la cuve. On peut décomposer cette contribution d'aimantation rémanente (puisque toujours obtenue à courant nul) suivant deux termes :

- Un premier terme d'aimantation rémanente moyenne. Cette aimantation rémanente moyenne peut varier sous l'action de forts courants pendant un enclenchement non maîtrisé par exemple. On peut ainsi noter que la valeur moyenne du signal magnétique ( $B_{0_{capteur}}$ ) peut varier notablement entre deux enclenchements correspondant par exemple à des courants maximaux très différents (Figure III-31). Lors du régime permanent à vide, le courant magnétisant en présence est généralement faible et on peut supposer que cette aimantation rémanente moyenne ne varie plus pendant cette phase. Ainsi ce terme d'aimantation rémanente moyenne de la cuve peut-elle se voir comme une composante de même type que  $B_{0_{capteur}}$ , induction locale sur le capteur considéré, ne variant pas avant la mise hors tension.
- Un second terme d'aimantation concerne la capacité du courant magnétisant à aimanter la cuve pendant le régime permanent à vide précédent l'ouverture. On peut supposer que l'aimantation de la cuve, sous l'effet des alternances symétriques du courant magnétisant, décrit un cycle mineur autour de son aimantation rémanente précédente. Si ce cycle est symétrique, on peut donc considérer que la cuve acquiert une aimantation rémanente secondaire dans un



sens après une alternance de courant positive et strictement l'aimantation rémanente secondaire opposée après l'alternance suivante négative de courant. Ce phénomène est schématisé dans la Figure III-32 . C'est cette contribution qui modifie les abaques. Si par exemple, le cycle mineur décrit par l'aimantation de la cuve était réversible, cette aimantation rémanente secondaire serait nulle et la cuve ne modifierait pas les abaques (Figure III-32). Ce n'est apparemment pas le cas pour notre cuve de transformateur. Dans tous les cas, sous l'hypothèse de symétrie du cycle mineur, on peut considérer la valeur moyenne du signal magnétique toujours constante avant la mise hors tension et retrancher cette valeur à l'induction mesurée après la mise hors tension pour exploiter les abaques et en déduire le flux rémanent dans le circuit magnétique. Bien sûr l'abaque tient compte de cette contribution rémanente secondaire de la cuve, que l'on suppose indépendante de l'aimantation rémanente moyenne de la cuve.

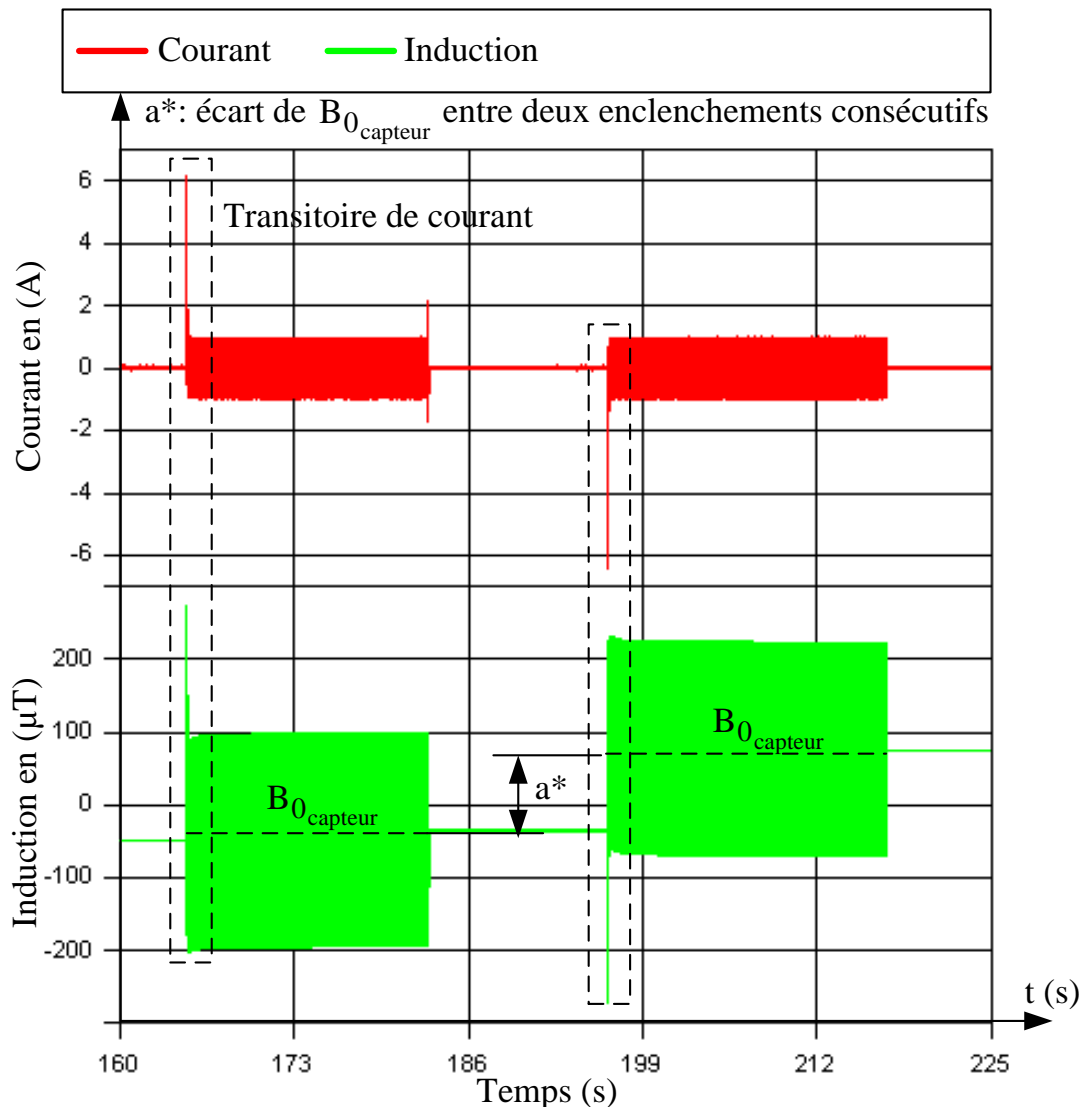


Figure III-31 Influence du courant d'appel sur le  $B_{0\_capteur}$  lorsque le transformateur monophasé de 1,15kVA est enclenché avec cuve. L'induction montrée dans cette figure correspond à un capteur positionné à l'extérieur de la cuve.

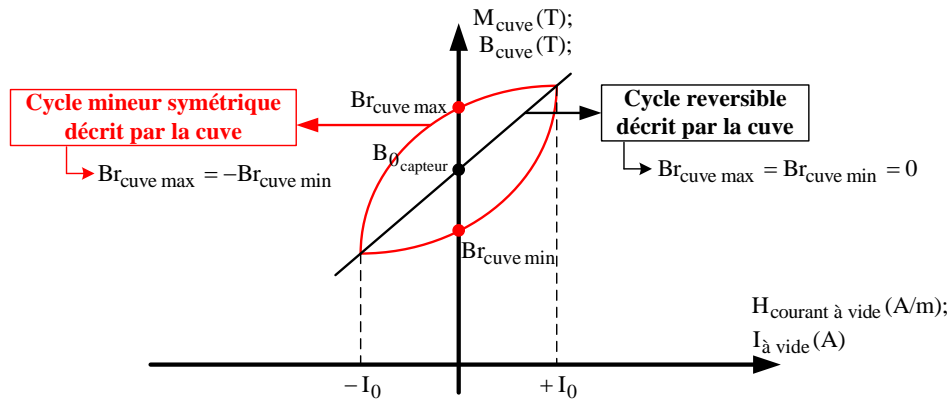


Figure III-32 Illustration de l'influence du courant à vide sur l'aimantation de la cuve

Nous allons illustrer l'influence de la cuve sur le signal d'induction magnétique mesuré à la mise hors tension. Nous allons comparer le cas du transformateur avec cuve et sans cuve (§III.1.2.1), les capteurs d'induction magnétique étant positionnés aux mêmes endroits pour les deux types d'essai.

La Figure III-33 présente respectivement les signaux de courant et d'inductions magnétiques mesurées pour les capteurs No. 1 (voie X), 2 (voie Y) et 3 (voie X), pendant la séquence des onze mises sous/hors tensions du transformateur avec cuve. Nous choisissons pour chacun des capteurs la voie perpendiculaire au plan des tôles du transformateur, qui pour le capteur interne 1 n'est pas du tout influencée par la cuve.

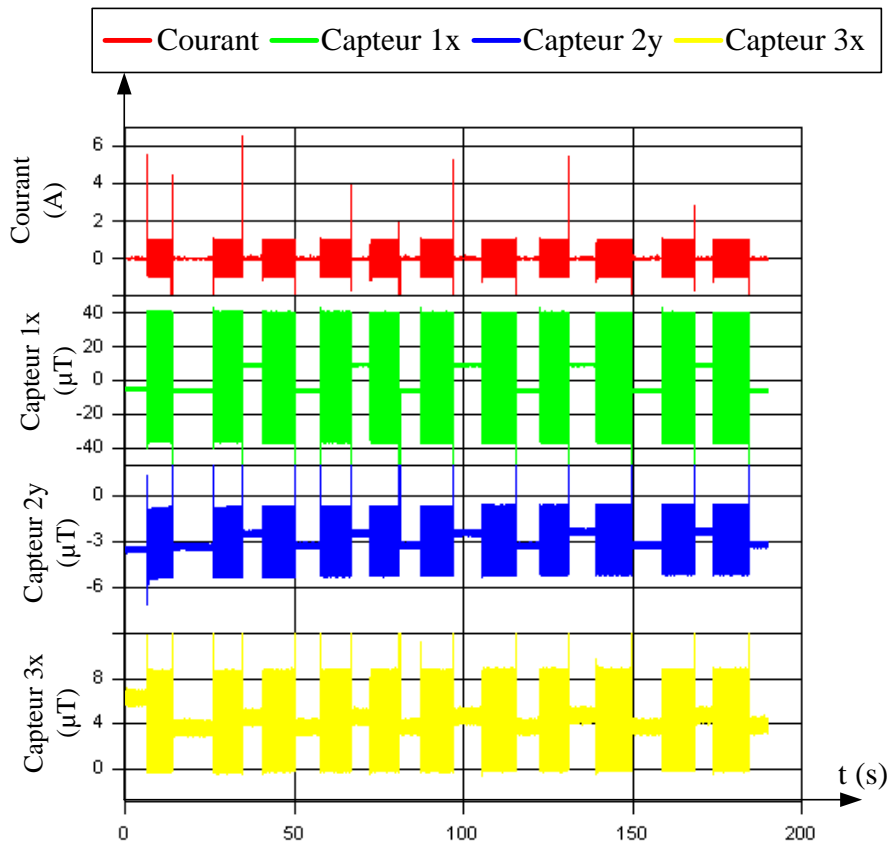
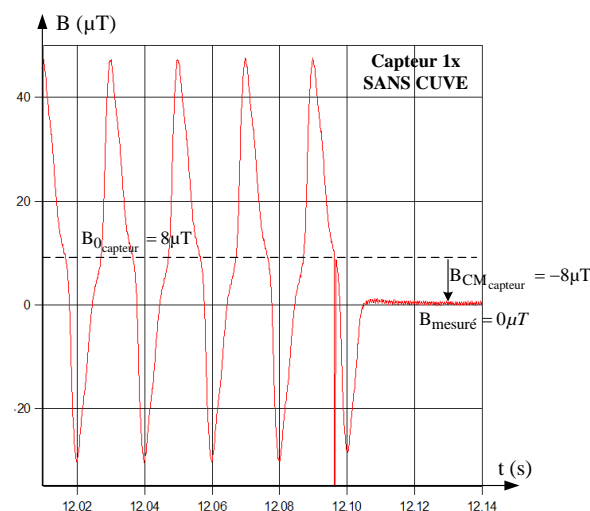


Figure III-33 Signaux de courant et d'inductions magnétiques mesurés par les capteurs No. 1 (voie X), 2 (voie Y) et 3 (voie Z), pendant la séquence de onze mises sous/hors tensions du transformateur monophasé de 1,15kVA.

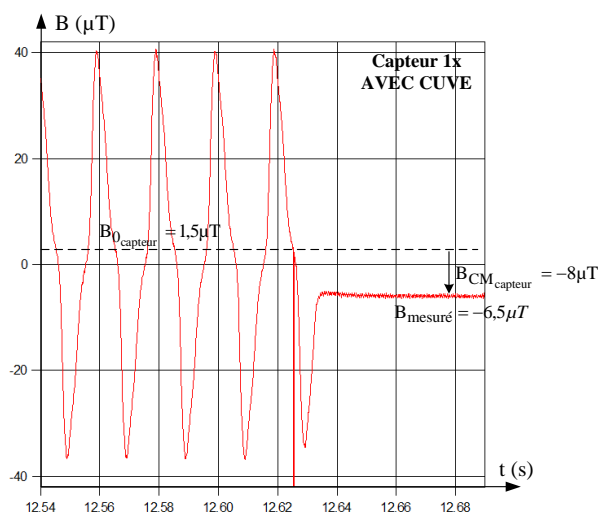
Précisons que le signal de courant de la Figure III-33 (cas du transformateur avec cuve), est identique au signal du courant montré dans la Figure III-8 b, (cas du transformateur sans cuve), ce qui prouve que nous avons reproduit exactement le même essai en respectant ses caractéristiques particulières (seulement deux valeurs possibles de flux rémanent à chaque mise hors tension).

Maintenant, si on observe les signaux d'induction, nous pouvons constater que la cuve n'exerce pas la même influence sur tous les capteurs.

Pour le cas spécifique de la voie X du capteur No.1, la Figure III-34 présente l'allure du signal magnétique et le calcul des paramètres pendant la mise hors tension No. 3, avec et sans cuve. Les variations magnétiques sont identiques. Seule la valeur moyenne du signal est différente, ce qui s'explique par l'aimantation moyenne non nulle de la cuve. Nous pouvons constater que la cuve n'a aucune influence sur le  $B_{CM_{\text{capteur}}}$ . Cette valeur est identique pour le cas du transformateur sans cuve et avec cuve.



a) Induction magnétique du Capteur No.1, voie X pour le cas du transformateur sans cuve.



b) Induction magnétique du Capteur No.1, voie X pour le cas du transformateur avec cuve.

Figure III-34 Signaux d'induction magnétique mesurées pendant la mise sous/hors tension No.3 du transformateur, avec et sans cuve.

Pour les capteurs No.2 (voie Y) et 3 (voies X), la Figure III-35 pour le même essai de mise hors tension N°3, montre des signaux magnétiques très différents, et donc des inductions rémanentes calculées différentes.

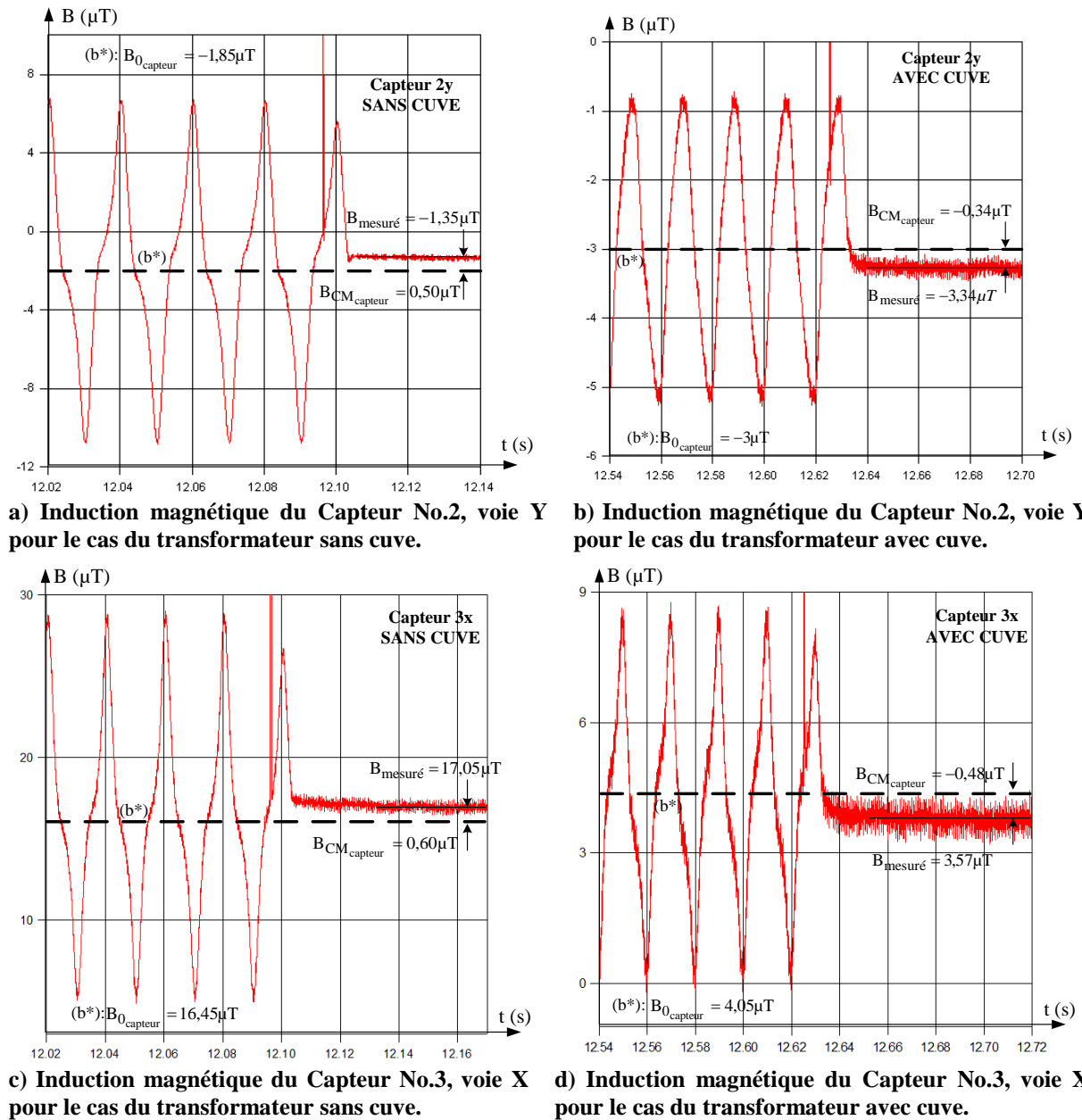


Figure III-35 Signaux d'induction magnétique mesurées pendant la mise hors tension No.3 du transformateur, avec et sans cuve.

Le Tableau III-15 présente les  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  calculées pour la séquence de 11 mises hors tension montré dans la Figure III-33.

No. de la mise hors tension	$B_{CM_{\text{capteur}}} (\mu T)$		
	Capteur No. 1	Capteur No. 2	Capteur No. 3
	Voie X	Voie Y	Voie X
1	-7,80	-0,34	-0,47
2	7,57	0,47	0,50
3	-7,71	-0,33	-0,45
4	7,63	0,47	0,47
5	-7,71	-0,35	-0,42
6	7,56	0,47	0,50
7	-7,74	-0,44	-0,42
8	7,61	0,48	0,52
9	-7,71	-0,41	-0,48
10	7,59	0,48	0,52
11	-7,72	-0,40	-0,46

Tableau III-15 Valeurs de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  calculées pour chacune des 11 mises hors tensions montrées dans la Figure III-33.

Si on utilise à présent les abaques avec cuve, qui sont exploitables pour les capteurs externes 2 et 3 pour des fortes valeurs de flux rémanents, on retrouve bien le flux rémanent dans le circuit magnétique pour ce transformateur (Tableau III-16).

No. de la mise hors tension	$\Phi_r$ (p.u. du flux à tension nominale)		
	Capteur No. 1	Capteur No. 2	Capteur No. 3
	Voie X	Voie Y	Voie X
1	0,61	0,60	0,62
2	-0,59	-0,61	-0,63
3	0,61	0,60	0,62
4	-0,59	-0,61	-0,63
5	0,61	0,60	0,62
6	-0,59	-0,61	-0,63
7	0,61	0,60	0,62
8	-0,59	-0,61	-0,63
9	0,61	0,60	0,62
10	-0,59	-0,61	-0,63
11	0,61	0,60	0,62

Tableau III-16 Valeurs de rémanents estimés pour chacune des 11 mises hors tensions en utilisant la nouvelle méthode.

La Figure III-36 compare les différentes méthodes : celle de référence par intégration de la tension « Int(V) » et la nouvelle méthode lorsque le transformateur a une cuve « New\_MIM\_cuve ».

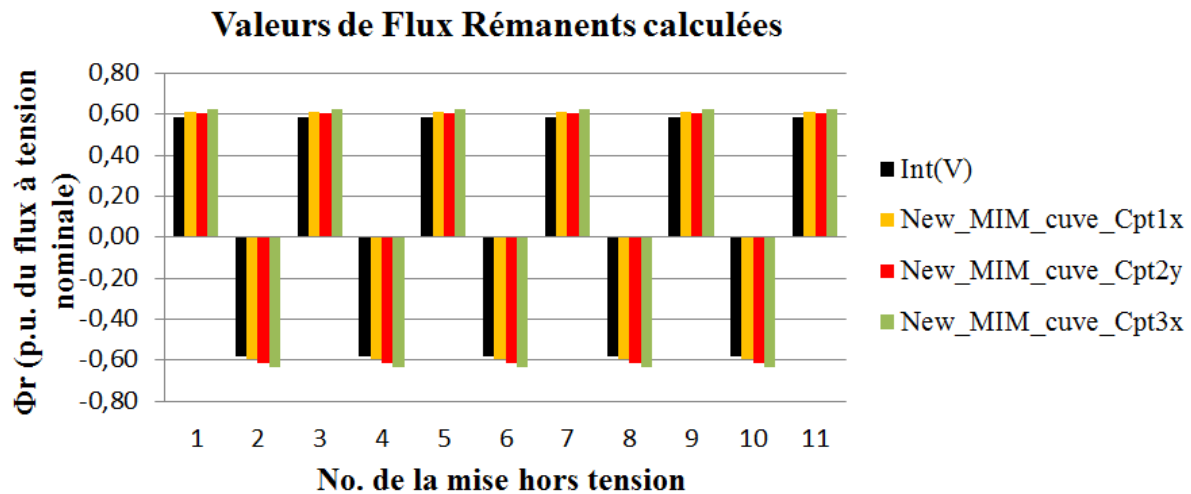


Figure III-36 Comparaison entre les valeurs de flux rémanent calculées par la méthode d'intégration de la tension et par la nouvelle méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique lorsque le transformateur a une cuve.

Une fois plus, la nouvelle méthode présente des résultats très proches de la méthode d'intégration de la tension, ce qui montre l'efficacité de la méthode, y compris pour un transformateur avec cuve.

### III.2.5. Conclusion : analyse des points forts, des points faibles et adaptation vers un transformateur triphasé

Pendant la deuxième partie de ce chapitre, une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique a été proposée et validée expérimentalement. De plus, une étude de l'influence d'une cuve sur la stratégie a été aussi présentée.

Le principal point fort de la nouvelle stratégie par rapport la stratégie standard est qu'elle caractérise la fonction de transfert que décrit le comportement du flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur en fonction de l'induction magnétique rémanente (abaque) expérimentalement par moyen des essais à fréquence quasiment nulle. Cette caractérisation en continu permet à la nouvelle stratégie de s'affranchir de l'influence des courants de Foucault sur les paramètres du flux rémanent et de l'induction magnétique rémanente (paramètre le plus affecté par la présence des courants de Foucault) et aussi d'avoir la bonne fonction de transfert qui lie flux rémanent à l'induction magnétique rémanente. Conséquemment, la nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique s'est montrée très efficace lors des essais de validation.

Le principal point faible de la nouvelle stratégie est que pour l'obtention de l'abaque, nous n'avons pas su optimiser a priori, ni le placement des capteurs d'induction magnétique, ni le choix des voies pour chaque emplacement choisi. Cela nous a obligé à positionner plusieurs capteurs d'induction magnétique autour du transformateur et ensuite à analyser quelles sont les abaques exploitables. Ce n'est pas optimal. Cependant, afin de minimiser le nombre de capteurs, nous les avons positionnés au voisinage des entrefers du transformateur, parce nous estimons que ce sont des endroits favorables pour la mesure de l'induction magnétique due au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur.

Un autre point très important à retenir est que la voie X (transverse au plan frontal du circuit magnétique du transformateur) collée au circuit magnétique du transformateur, cas pour le capteur No. 1, est celle qui a présenté la meilleure classification d'abaque (vert) et les meilleurs résultats pendant les essais de validation. En plus, cette voie s'est aussi montrée immunisée contre l'influence d'une « cuve ». Ces faits nous emmènent à la conclusion que cette composante est une voie importante à privilégier pour les prochaines études.

La prochaine étape de cette stratégie concerne son adaptation à un transformateur triphasé. Le grand défi est que l'induction magnétique mesurée par une voie d'un capteur d'induction sera maintenant liée au champ magnétique généré par les trois flux rémanents présents dans les trois colonnes du transformateur. Cela nous oblige à remplacer l'abaque par une matrice (modèle directe) permettant, à partir de mesures d'inductions magnétiques, de remonter à la valeur des flux rémanents présents dans le circuit magnétique. Un autre grand défi sera la détermination du paramètre  $B_{\text{moyen}}$ , parce que pour un transformateur triphasé il n'existe aucun instant où les trois courants soient nuls simultanément.

# Annexe





### Annexe A : Notations

L'objectif de cette annexe est de présenter les notations utilisées dans les chapitres III et IV.

<u>Nomenclatures</u>	<u>Définitions</u>	<u>unités</u>
$B_{\text{mesuré}}$ :	correspond à l'induction magnétique mesurée par le capteur d'induction situé au voisinage du transformateur lorsque celui ci est soit sous tension soit hors tension	(T)
$B_{0_{\text{capteur}}}$ :	correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique externe. Ce champ magnétique externe est composé du champ magnétique terrestre et du champ magnétique généré par une « possible » pièce ferromagnétique aimantée située à proximité du capteur. En résumé, cette induction correspond au champ magnétique dû à l'environnement du capteur	(T)
$B_{\text{Bobine}_{\text{capteur}}} (I)$ :	correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique généré par le courant présent dans la bobine du transformateur monophasé.	(T)
$B_{\text{cuve}_{\text{capteur}}}$ :	correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique généré par la cuve	(T)
$B_{\text{CM}_{\text{capteur}}} (\Phi_r)$ :	correspond à l'induction magnétique due au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique du transformateur	(T)
$B_{\text{CM}_{\text{capteur}}}$ :	correspond à la valeur d'induction créée par le circuit magnétique après la mise hors tension du transformateur. L'estimation de ce paramètre est fondamentale car une erreur se répercuterait directement sur l'estimation des flux rémanents	(T)



# Chapitre IV

## Une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Application pour un transformateur triphasé.

Le Chapitre IV présentera une « *Nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique appliquée à un transformateur triphasé.* ». Le principe de cette méthode est de toujours remonter aux valeurs de flux rémanents à partir de la mesure de l'induction magnétique au voisinage du transformateur.



## Table des matières

Chapitre IV : Une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur triphasé .....	211
IV.1. Méthode d'estimation des flux rémanents d'un transformateur triphasé .....	213
IV.1.1. Introduction au problème inverse magnétostatique .....	213
IV.1.2. Application au transformateur triphasé.....	216
IV.1.2.1. Principe de l'inversion .....	216
IV.1.2.2. Choix des Bases .....	218
IV.1.2.2.1. Position des capteurs .....	218
IV.1.2.2.2. Présentation des quelques bases possibles .....	219
IV.1.2.3. Obtention des fonctions de transferts (FT).....	219
IV.1.2.4. Vérification de la condition de linéarité.....	222
IV.1.2.5. Comparaison entre bases.....	222
IV.1.2.6. Calcul du $B_{CM\text{capteur}}$ et $B_{0\text{capteur}}$ .....	223
IV.1.2.6.1. Estimation du $B_{0\text{capteur}}$ dans le cas d'un transformateur triphasé .....	223
IV.2. Application de la méthode sur un transformateur réel .....	224
IV.2.1. Banc d'essais .....	224
IV.2.1.1. Transformateur.....	228
IV.2.1.2. Dispositif de Prefluxing .....	228
IV.2.1.3. Système de mesures électriques .....	228
IV.2.1.4. Capteurs d'induction magnétique .....	229
IV.2.1.5. Système d'enclenchement contrôlé de la SEMT .....	230
IV.2.2. Description de l'essai.....	231
IV.2.2.1. Essais en Continu .....	232
IV.2.2.2. Essais d'enclenchement .....	233
IV.3. Résultats obtenus.....	234

IV.3.1. Valeurs des Flux rémanents estimés par la méthode d'Intégration de la tension.	234
IV.3.2. Valeurs des Flux rémanents estimés par la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique.	234
IV.3.2.1. Vérification de la condition de linéarité du problème.	235
IV.3.2.2. Modèle Direct Retenu	238
IV.3.2.2.1. Validation du modèle direct	238
IV.3.2.3. Estimation de $B_{0\text{capteur}}$ et $B_{CM\text{capteur}}$ après chaque mise hors tension du transformateur	241
IV.3.2.4. Valeurs des flux rémanents estimées après chaque mise hors tension.	245
IV.4. Conclusion : points forts, points faibles et perspectives	247

## **Chapitre IV : Une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique. Application à un transformateur triphasé**

Dans ce chapitre, nous présenterons une nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure d'induction magnétique appliquée à un transformateur triphasé. L'objectif de cette stratégie est, à partir de la mesure de l'induction magnétique faite par les capteurs d'induction, de retrouver les valeurs des flux rémanents présents dans les colonnes du circuit magnétique après la mise hors tension d'un transformateur triphasé.

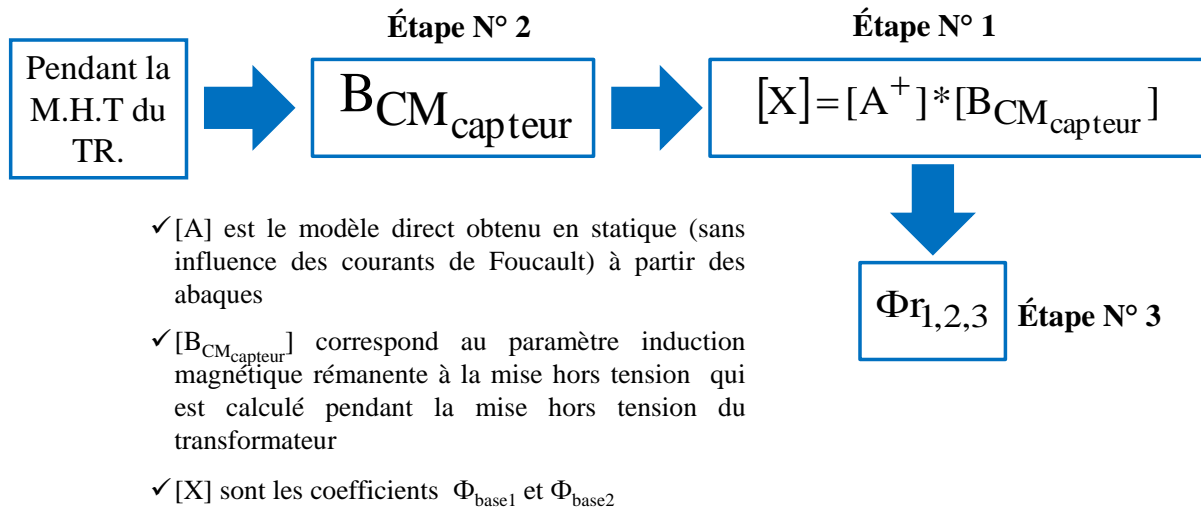
Notre idée initiale était d'étendre au triphasé ce que nous avons réussi en monophasé, c'est-à-dire de résoudre un problème inverse linéaire, les mesures de champs (les effets) permettant de remonter aux flux rémanents (les causes). Dans les faits, l'identification des flux rémanents dans un transformateur triphasé s'est avérée beaucoup plus ardue que ce que nous avons imaginé initialement. Pour tout dire, nous ne sommes pas arrivés à des identifications satisfaisantes. Dans ce chapitre, nous allons donc décrire la méthode, telle que nous l'avons envisagée et qui repose fortement sur des hypothèses de linéarité, ce qui nous semblait raisonnable pour une première approche du problème à résoudre. Nous relaterons également la tentative de validation de cette méthode qui malheureusement a été décevante sur le plan de l'identification des flux rémanents, mais qui malgré tout ouvre des perspectives d'évolutions très prometteuses.

La méthode proposée s'appuie sur un problème inverse linéaire. Les étapes de cette méthode sont listées ci-dessous :

- L'étape No. 1 consiste en une calibration quasi statique du système (capteurs plus transformateur) en dehors du fonctionnement normal du transformateur et qui doit être obtenue préalablement. Cette calibration, nous permettra d'obtenir le modèle direct (matrice  $[A]$ ) qu'il faudra ensuite inverser. Nous devons souligner que ce modèle est obtenu à l'aide de fonctions de transfert (FT) déterminées expérimentalement en utilisant une approche très semblable à la méthode de Prefluxing, §II.1.1.2. Ces FT sont toujours obtenues à fréquence quasi statique (0Hz) pour minimiser l'influence des courants de Foucault.
- L'étape No. 2 consiste à estimer la valeur de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  (la valeur d'induction créée par le circuit magnétique après la mise hors tension du transformateur,  $B_{CM_{\text{capteur}}} = B_{\text{mesuré}} - B_{0_{\text{capteur}}}$ ). L'estimation de ce paramètre est fondamentale car une erreur se répercuterait directement sur l'estimation des flux rémanents. Ainsi, une bonne estimation du flux rémanent est fortement liée à une bonne estimation de  $B_{CM_{\text{capteur}}}$ .
- L'étape No. 3 consiste à remonter à la valeur des flux rémanents présents dans chacune des jambes du circuit magnétique du transformateur en utilisant les informations obtenues dans les deux étapes précédentes. Nous verrons que ces valeurs sont le résultat de la résolution d'un système linéaire.



La Figure IV-1 montre un schéma en blocs séquentiels de la nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique appliquée à un transformateur triphasé.



**Figure IV-1 Illustration de la nouvelle stratégie de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique appliquée à un transformateur triphasé.**

Ce chapitre est divisé en deux parties :

- La première partie introduira le problème magnétostatique inverse linéaire.
- La deuxième partie présentera un cas d'étude réel sur lequel nous avons appliqué notre méthode d'estimation de flux rémanent à un transformateur de distribution triphasé de 400kVA.

## **IV.1. Méthode d'estimation des flux rémanents d'un transformateur triphasé**

Dans cette première partie du chapitre IV, nous allons présenter notre méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique appliquée au cas d'un transformateur triphasé.

Sachant que, notre méthode se basera sur la technique du problème inverse linéaire, une brève introduction au problème inverse magnétostatique sera aussi présentée dans cette partie.

### **IV.1.1. Introduction au problème inverse magnétostatique**

Le problème inverse linéaire est une technique très utilisée pour l'identification et la caractérisation des sources électromagnétiques d'un système ou dispositif. Nous l'illustrons ici dans sa version la plus simple, à savoir la détermination de courants circulant dans des boucles dont les géométries sont connues à partir de mesures de champs réalisées sur des capteurs positionnés à proximité.

Le principe de cette technique consiste donc, à partir de la mesure du champ magnétique, à identifier les sources électromagnétiques par l'inversion d'un modèle direct qui relie les causes (ici les courants présents dans les boucles) aux effets (ici le champ mesuré sur des capteurs). La détermination de ce modèle direct est une étape fondamentale pour la réussite de la méthodologie. Ce modèle direct peut être obtenu préalablement, soit par simulation numérique, soit expérimentalement.

Il existe deux types de problème inverse linéaire :

- Le problème inverse linéaire sous-déterminé où le nombre d'inconnues est inférieur au nombre d'équations. Il est donc nécessaire de rajouter de l'information.
- Le problème inverse linéaire surdimensionné où le nombre d'inconnues est égal ou supérieur au nombre d'équations. Ce type de problème peut conduire à des équations quasi-contradictoires (à cause des bruits de mesure) qu'il est généralement nécessaire de régulariser.

D'un point de vue des solutions, un problème inverse peut être :

- Mal posé, s'il n'existe pas une solution unique pour le problème, il est alors nécessaire de la régulariser pour trouver une solution physique et unique.
- Bien posé, s'il existe une solution unique pour le problème.

Dans cette introduction, nous allons aborder les caractéristiques et les équations d'un problème inverse magnétostatique. La Figure IV-2, ci-dessous, illustre un exemple classique de ce type de problème.

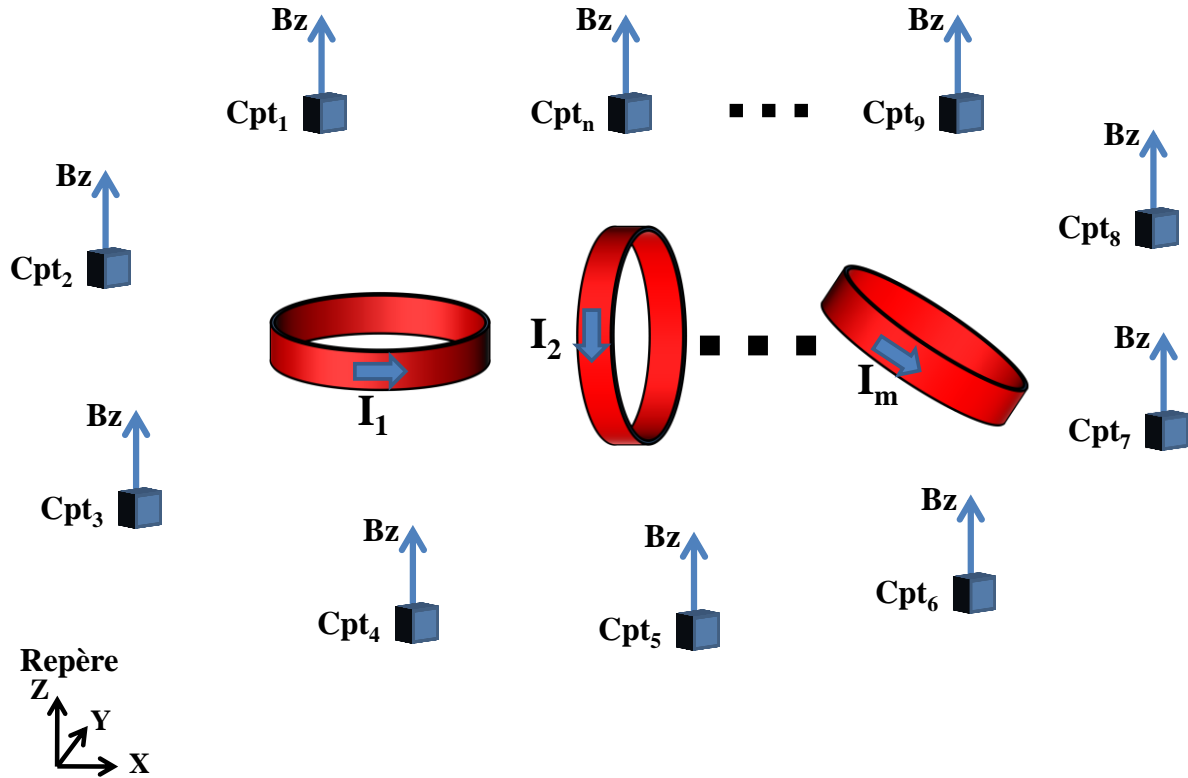


Figure IV-2 Exemple classique d'un problème inverse magnétostatique (« m » boucles de courants entourées de « n » capteurs d'induction).

Soit « n », le nombre des capteurs positionnés autour de « m » boucles de courant qui sont parcourues par « m » courant inconnus. L'induction mesurée par chaque voie de chacun des capteurs est :

$$Bz_i = a_{i1}I_1 + a_{i2}I_2 + \dots + a_{ij}I_j + \dots + a_{im}I_m \quad (IV.1)$$

où :

- i est l'indice du capteur qui varie entre 1 et « n »
- j est l'indice de la boucle du courant qui varie entre 1 et « m »
- a est le coefficient (constant) qui nous permet de faire le lien entre l'induction et le courant. Nous sommes dans l'air. La relation liant un courant à un champ est donc linéaire (formule de Biot et Savart). Le coefficient  $a_{ij}$  est donc le coefficient directeur de la fonction de transfert linéaire  $B_i = FT_j(I)$ .

Cette formule n'est valide que dans l'air. En d'autre terme, aucun matériau non linéaire ne peut être présent. Si nous multiplions les boucles et les capteurs, l'équation précédente peut être écrite sous la forme matricielle suivant :

$$[A_{n \times m}] * [I_{m \times 1}] = [B_{n \times 1}] \quad (IV.2)$$

où :

- [A] correspond à la matrice avec des coefficients  $a_{ij}$ . Cette matrice sera dénommée "modèle direct". Elle est rectangulaire.

- [I] correspond au vecteur des courants qui nous voulons déterminer.
- [B] correspond au vecteur des inductions mesurées par les capteurs.

Nous pouvons représenter le système de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} a_{11} & . & . & a_{1j} & . & . & a_{1m} \\ . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . \\ a_{i1} & . & . & a_{ij} & . & . & a_{im} \\ . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . \\ a_{n1} & . & . & a_{nj} & . & . & a_{nm} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_1 \\ . \\ . \\ I_j \\ . \\ . \\ I_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Bz_{11} \\ . \\ . \\ Bz_{i1} \\ . \\ . \\ Bz_{n1} \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Les valeurs des coefficients  $a_{ij}$  dépendent de la position relative des capteurs et des boucles de courant. Ces coefficients peuvent être déterminés avant résolution, soit par simulation numérique pour lequel une modélisation précise du système (ici composée par les boucles de courant et capteurs) est nécessaire ; soit expérimentalement par la mesure. Cette calibration expérimentale est généralement préférée, car elle tient compte de toutes les imperfections de réalisation. Pour cela, les étapes ci-dessous doivent être suivies :

- Alimenter une seule boucle de courant à la fois avec une valeur de courant maîtrisée, par exemple 1A (1A sur la boucle alimentée et 0A sur les autres).
- Mesurer l'induction sur chaque capteur lorsque cette boucle de courant est alimentée. Cette étape correspond en fait à la détermination d'une colonne de la matrice A.
- Les étapes précédentes doivent être répétées pour chaque boucle afin de déterminer la matrice dans sa globalité.

A partir du procédé qui vient d'être expliqué, nous constatons que chaque colonne de la matrice [A] correspond aux valeurs des inductions calculées ou mesurées par les capteurs (matrice [B]) lorsqu'une seule boucle du courant est alimentée.

Nous constatons aussi que le nombre de capteurs est un paramètre très important pour la réussite de la méthode, car il détermine la taille de la matrice [A]. En particulier, le nombre de lignes de celle-ci doit nécessairement être plus grand que le nombre de colonnes, sinon le problème est évidemment mal posé. De plus, les capteurs doivent être éloignés les uns des autres sinon les équations seront trop semblables et donc le problème à nouveau mal posé. Enfin, notons que si deux boucles, en fait deux bases au sens mathématique, sont très semblables, le problème devient également difficile à résoudre, car les bases sont alors quasi parallèles.

Une fois le modèle direct obtenu, les valeurs des courants peuvent être déterminées par l'équation suivant :

$$[I] = [A^+] * [B] \quad (IV.4)$$

où :

- $A^+$  est le pseudo inverse de A.

Cette formule est utilisable telle quelle si notre problème inverse est bien posé, à savoir si le nombre de capteurs est suffisant et leur position non redondante et si les boucles (les bases) sont bien différenciées ; autrement dit, si la matrice est bien conditionnée [CHA-01].

### IV.1.2. Application au transformateur triphasé

Dans ce paragraphe, nous allons présenter pas à pas les étapes nécessaires pour l'application de la technique du problème inverse linéaire à un transformateur triphasé.

#### IV.1.2.1. Principe de l'inversion

Le principe de la technique consiste à caractériser l'état magnétique du dispositif (transformateur triphasé) par l'inversion d'un modèle direct qui relie les causes (ici les valeurs des flux rémanents dans les colonnes du transformateur ;  $\Phi_{r1}$ ,  $\Phi_{r2}$  et  $\Phi_{r3}$ ) aux effets (ici le champ mesuré sur des capteurs).

La Figure IV-3, montre un exemple d'un réseau de « n » capteurs positionnés autour d'un transformateur triphasé à trois colonnes qui est aimanté avec trois valeurs distinctes de flux rémanent ( $\Phi_{r1}$ ,  $\Phi_{r2}$  et  $\Phi_{r3}$ ) correspondants aux sources électromagnétiques que nous voulons déterminer.

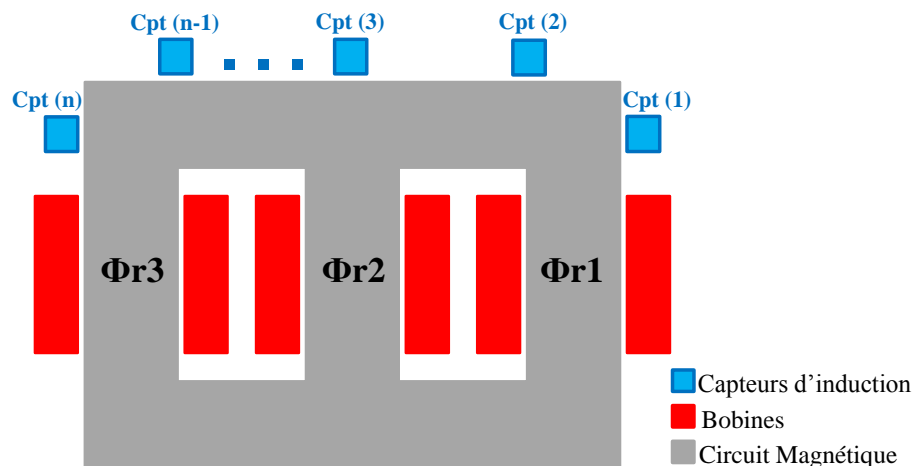


Figure IV-3 Exemple d'un réseau de capteurs positionnés autour d'un transformateur triphasé qui est aimanté avec trois valeurs de flux rémanent ( $\Phi_{r1}$ ,  $\Phi_{r2}$  et  $\Phi_{r3}$ ).

Pour simplifier les développements de notre méthode d'identification des flux rémanents, nous allons faire l'hypothèse que les flux rémanents dans les colonnes ont le même comportement que les flux en régime établi, c'est-à-dire que leur somme est nulle. C'est une hypothèse forte et bien sûr critiquable, notamment dans les transformateurs ayant des bobinages couplés en triangle sièges de courants homopolaires. Cependant, cette hypothèse nous permet de progresser dans la tentative de mise au point d'une démarche originale d'identification des flux rémanents par mesures de champ magnétique.

Nous partons donc du principe que la somme des valeurs des flux rémanents est toujours nulle ( $\Phi_{r1} + \Phi_{r2} + \Phi_{r3} = 0$ ) ce qui réduit le nombre d'inconnues à deux. En effet, la détermination de deux flux détermine la valeur du troisième via l'équation précédente. Ces deux inconnues sont associées à deux bases que nous nommerons par la suite base1 et base2 et qui correspondent à deux répartitions de flux rémanents spécifiques préalablement définies et que nous expliciterons par la suite. L'induction mesurée par chacun des capteurs peut alors être écrite :

$$Bi_{CM_{\text{capteur}}} = a_{i1}\Phi_{\text{base1}} + a_{i2}\Phi_{\text{base2}} \quad (\text{IV.5})$$

Où :

- $i$  est l'indice du capteur d'induction qui varie entre 1 et «  $n$  »
- $Bi_{CM_{\text{capteur}}}$ , en (T), correspond à la valeur d'induction sur le capteur  $i$  due au flux rémanents présents dans les colonnes du transformateur ( $\Phi_{r1}$ ,  $\Phi_{r2}$  et  $\Phi_{r3}$ ).
- $\Phi_{\text{base1}}$  et  $\Phi_{\text{base2}}$ , en (Wb), correspondent aux inconnues que nous voulons déterminer et qui sont associées à deux répartitions spécifiques de flux rémanent. Le choix de ces deux bases (répartitions des flux rémanentes) sera expliqué dans les prochains paragraphes.
- $a_{i1}$  et  $a_{i2}$ , en (T), sont les coefficients qui nous permettent de faire le lien entre l'induction ( $Bi_{CM_{\text{capteur}}}$ ) et les flux des bases ( $\Phi_{\text{base1}}$  et  $\Phi_{\text{base2}}$ ).

Notons bien, que nous faisons ici l'hypothèse que cette relation est linéaire ce qu'il conviendra de vérifier soigneusement. Cette vérification sera faite expérimentalement et sera expliquée en détails plus tard, §IV.1.2.4. En écrivant l'équation précédent sous la forme matricielle, nous arrivons à :

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ a_{i1} & a_{i2} \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ a_{n1} & a_{n2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Phi_{\text{base1}} \\ \Phi_{\text{base2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Bi_{CM_{\text{capteur}}} \\ \cdot \\ \cdot \\ Bi_{CM_{\text{capteur}}} \\ \cdot \\ \cdot \\ Bi_{CM_{\text{capteur}}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

La détermination des coefficients  $a_{i1}$  et  $a_{i2}$  est aussi faite expérimentalement car la simulation précise du circuit magnétique d'un transformateur de puissance y compris les entrefers et les gradins n'est pas simple. De plus, nous avons déjà vu dans le chapitre III que, pour un transformateur monophasé,  $B_{CM_{\text{capteur}}}(\Phi_r)$  dépend de phénomènes très locaux au niveau du circuit magnétique. En supposant que ces phénomènes soient similaires sur un transformateur triphasé, l'obtention des coefficients  $a_{i1}$  et  $a_{i2}$  par simulation numérique devient encore plus difficile, voire impossible.

D'après le paragraphe §IV.1.1, les coefficients  $a_{i1}$  et  $a_{i2}$  de la matrice (le modèle direct, [A]) correspondent aux valeurs de  $Bi_{CM_{\text{capteur}}}$  estimées pendant l'injection du courant quasi statique lorsque ( $\Phi_{\text{base1}} = 1$  et  $\Phi_{\text{base2}} = 0$ ) et ( $\Phi_{\text{base1}} = 0$  et  $\Phi_{\text{base2}} = 1$ ), respectivement. Soulignons que ces coefficients sont obtenus en statique pour minimiser l'influence des courants de Foucault.

Une fois le modèle direct obtenu, les inconnues peuvent être déterminées par l'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{\text{base1}} \\ \Phi_{\text{base2}} \end{bmatrix} = [A^+] * [Bi_{CM_{\text{capteur}}}] \quad (\text{IV.7})$$

où  $A^+$  est la pseudo inverse de  $A$ .

A partir de ces coefficients les valeurs de flux rémanents dans chaque colonne peuvent être aussi obtenues :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \Phi_{r3} \end{bmatrix} = [\Phi_{\text{base1}} \quad \Phi_{\text{base2}}] * \begin{bmatrix} \Phi_{r1_{\text{base1}}} & \Phi_{r2_{\text{base1}}} & \Phi_{r3_{\text{base1}}} \\ \Phi_{r1_{\text{base2}}} & \Phi_{r2_{\text{base2}}} & \Phi_{r3_{\text{base2}}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Où :

- $\Phi_{r1,2,3}$ , en (Wb), correspond aux valeurs des flux rémanents présents dans les colonnes du transformateur.
- $\Phi_{r1,2,3_{\text{base1}}}$ , en (Wb), correspond à la répartition de flux rémanent choisie pour la base1.
- $\Phi_{r1,2,3_{\text{base2}}}$ , en (Wb), correspond à la répartition de flux rémanent choisie pour la base2.

#### IV.1.2.2. Choix des Bases

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les différents types des bases possibles que nous pouvons utiliser pour l'obtention du modèle direct ainsi que le nombre et le positionnement des capteurs qui pourront être utilisés.

##### IV.1.2.2.1. Position des capteurs

Cette étape consiste à définir le nombre et l'emplacement des capteurs. Conformément à ce que nous avons vu dans le paragraphe §IV.1.1, cette étape est très importante, car elle va définir la taille de la matrice  $[A]$  ainsi que la précision de la solution.

Sachant que nous avons deux inconnues à déterminer ( $\Phi_{\text{base1}}$  et  $\Phi_{\text{base2}}$ ), en théorie deux capteurs pourraient être utilisés pour que le nombre d'inconnues soit égal au nombre d'équations.

Cependant, pour améliorer la précision de la solution, un réseau plus important de capteurs est installé autour du circuit magnétique du transformateur. La matrice  $[A]$  est donc rectangulaire. Nous éviterons ainsi grâce à la redondance d'information, d'être trop sensible à la panne d'un capteur. De plus, nous moyennerons aussi les erreurs de mesure. Ceci rendra certainement notre méthode plus robuste et plus précise.

Concernant la position des capteurs, nous avons vu dans la partie §III.2 (cas du transformateur monophasé) que les capteurs collés au circuit magnétique et proches des entrefers donnent les meilleurs résultats. De plus, nous avons aussi vu que la meilleure voie à exploiter, du point de vue de la linéarité, est la voie transverse au plan du circuit magnétique du transformateur.

Pour avoir une méthode performante, il nous faut donc utiliser plusieurs capteurs d'induction collés au circuit magnétique du transformateur et proches des entrefers et probablement exploiter les voies transverses.

#### IV.1.2.2. Présentation des quelques bases possibles

Sachant que les deux bases choisies correspondent à des répartitions spécifiques de flux rémanents, nous allons présenter plusieurs types de bases envisageables pour l'obtention du modèle direct.

La Figure IV-4 illustre les différents types de bases considérés.

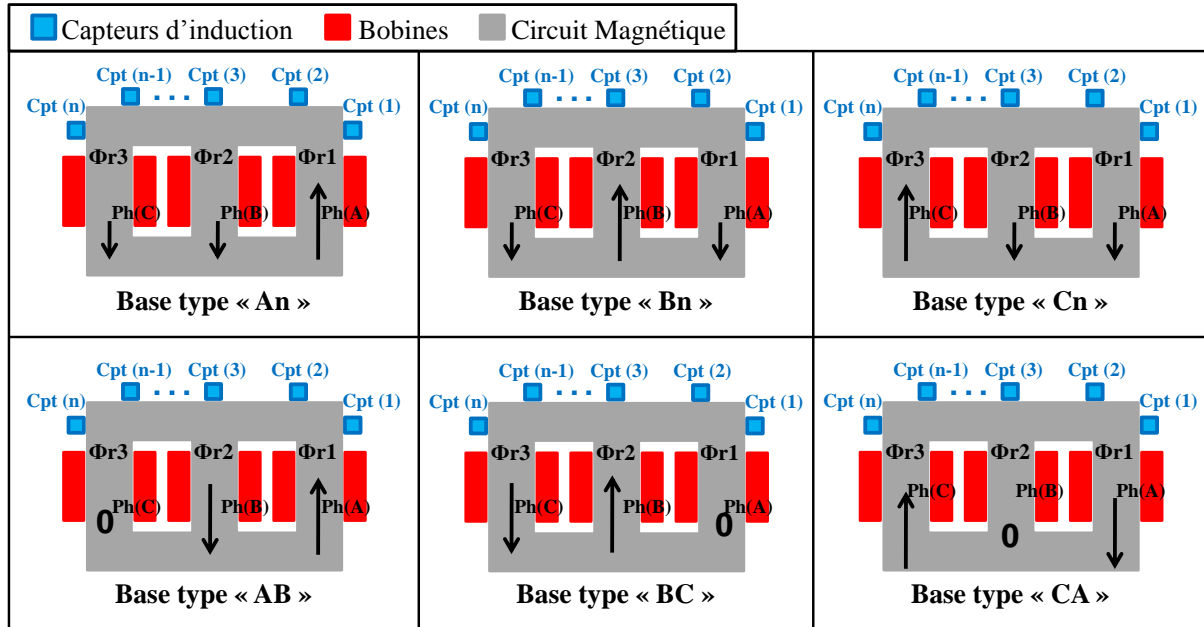


Figure IV-4 Exemples des différents types de bases envisageables

Dans la Figure IV-4, nous pouvons constater que les bases du type An, Bn et Cn présentent un type de répartition pour laquelle un flux est deux fois plus grand sur une phase et opposé à celui des deux autres phases.

Nous pouvons aussi constater que les bases types AB, BC et CA présentent une répartition de flux alternative où deux phases sont aimantées avec deux valeurs de flux rémanents identiques et opposées. L'autre phase est parcourue par un flux nul.

En fait ces bases sont combinaisons linéaires les unes des autres. Ainsi  $An + Bn = 0.5 AB$ .

Partant de notre hypothèse initiale ( $\Phi_{r1} + \Phi_{r2} + \Phi_{r3} = 0$ ), nous pouvons affirmer que des combinaisons linéaires des bases (An, Bn, Cn, AB, BC et CA) représentent toutes les répartitions possibles de flux parcourant le circuit magnétique. Il faut en retenir deux pour que le problème soit bien posé. Le choix de ces deux bases sera expliqué dans les prochains paragraphes.

#### IV.1.2.3. Obtention des fonctions de transferts (FT)

Avant de choisir les deux bases, il faut d'abord vérifier que la condition de linéarité du problème inverse est respectée. Pour cela, il faut obtenir la fonction de transfert (FT) de chacune des bases présentées dans le paragraphe précédent. Cela fait l'objet de ce paragraphe.

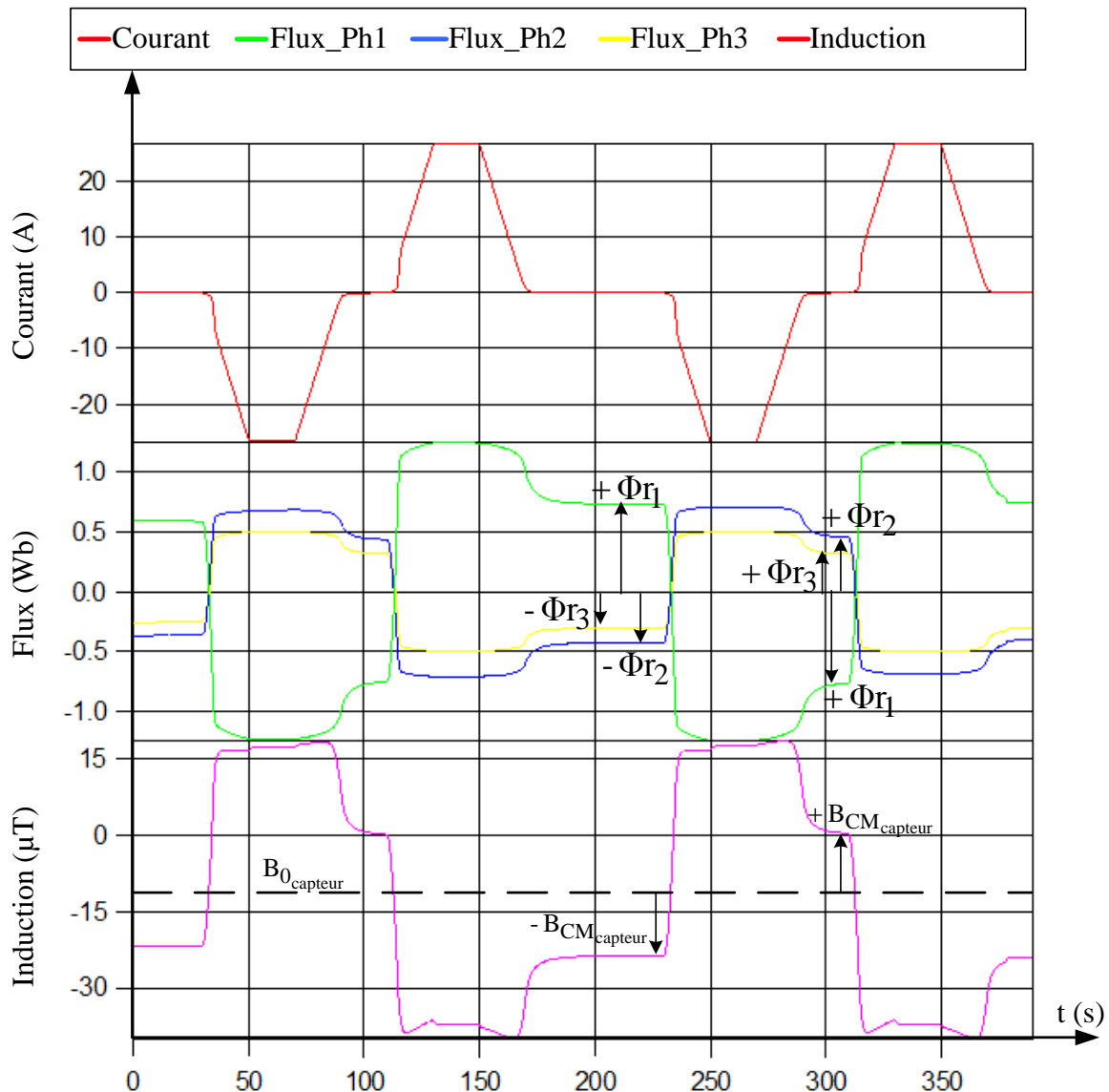
Pour que la FT puisse être déterminée, il faut faire parcourir au circuit magnétique plusieurs cycles d'hystérésis (mineurs et majeur) et mesurer les valeurs positives et négatives



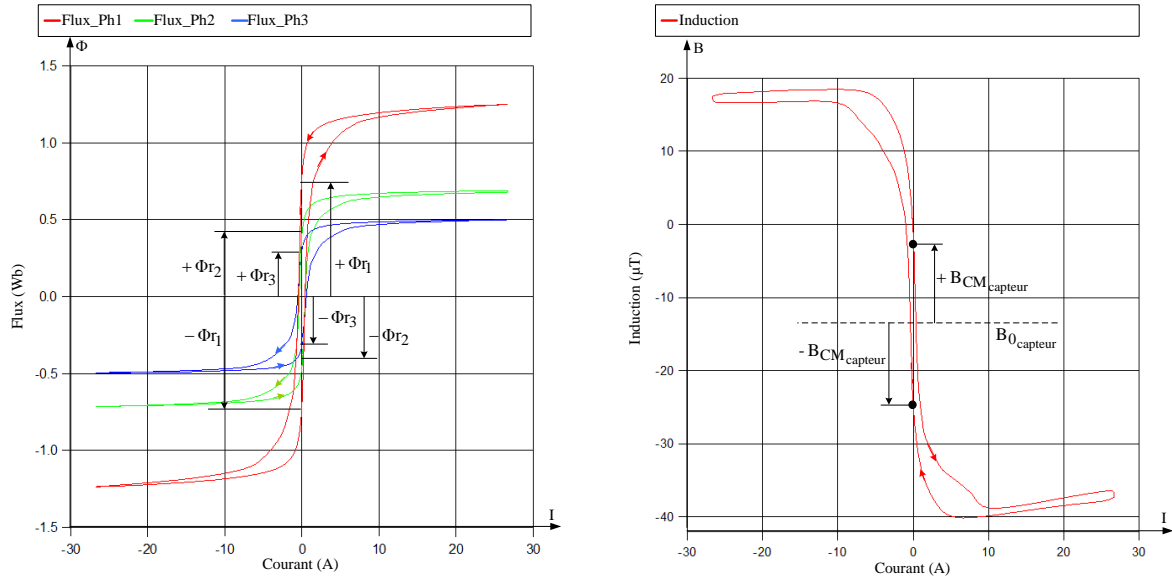
des flux rémanents présents dans les colonnes et aussi mesurer les valeurs des inductions ( $B_{CM_{\text{capteur}}}$ ) correspondants à ces valeurs positives et négatives des flux rémanents.

Ce procédé est quasiment identique à l'étape « Détermination de la valeur du courant quasi statique à injecter » décrite dans le Chapitre II, §II.1.1.2. L'unique différence est que cette fois ci, l'injection du courant continu doit se faire soit entre une phase et le neutre soit entre deux phases. Nous mesurons alors l'induction sur les capteurs positionnés autour du transformateur.

La Figure IV-5 illustre les valeurs de flux rémanent ( $\Phi_{r1}$ ,  $\Phi_{r2}$  et  $\Phi_{r3}$ ) et d'induction ( $B_{CM_{\text{capteur}}}$ ) obtenues lorsqu'un courant quasi statique de 27A est injecté entre la phase A et le neutre. Soulignons que les valeurs obtenues dans cet exemple représentent un point de la FT de la base An.



a) Mesure des courants quasi statiques injectés ( $I_{dc}$ ), du flux magnétique calculé et de l'induction magnétique mesurée.



b) Courbes  $\Phi(I)$ , avec  $I$  égal à  $+I_{dc}$  pour la phase 1 et  $-I_{dc}$  pour les phases 2 et 3.

c) Courbe  $B(I)$ , avec  $I$  égal au courant quasi statique ( $I_{dc}$ ) montré dans la Figure IV-4 a.

Figure IV-5 Détermination des valeurs des flux rémanents et des inductions magnétiques ( $B_{CM_{capteur}}$ ) lorsqu'un courant quasi statique est injecté dans le transformateur.

Un autre point important à souligner est que la FT pour chacune des bases est obtenue à partir d'un couplage différent entre le dispositif de Prefluxing et les phases du transformateur. La Figure IV-6 montre les différents types de couplages possibles et les bases générées par ces couplages.

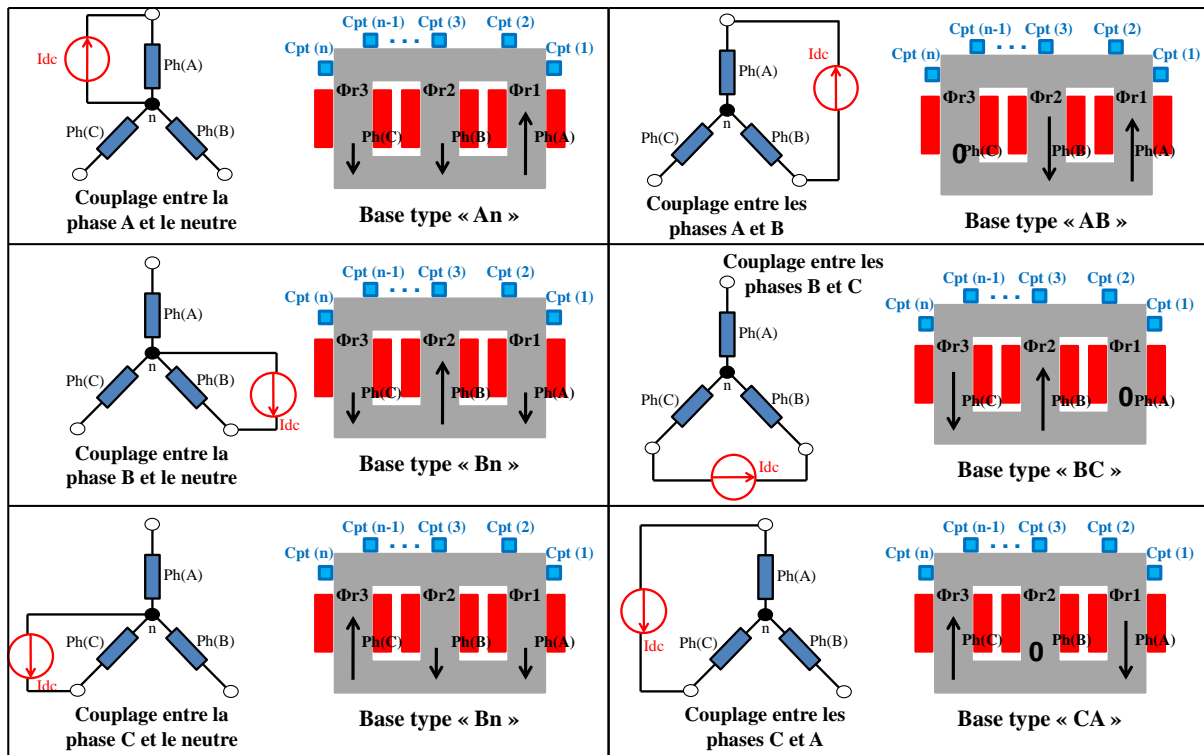


Figure IV-6 Exemple des différents types de couplages entre le dispositif de Prefluxing et les phases du transformateur et les bases générées par ces couplages.

Le Tableau IV-1 montre les valeurs maximales des flux rémanents imposés au circuit magnétique pour les différents types de couplages possibles entre les phases et le dispositif de Prefluxing.

Couplage	Valeurs maximales de $\Phi_r$ que le transformateur peut atteindre (Wb)			Type d'FT
	$\Phi_{r1}$	$\Phi_{r2}$	$\Phi_{r3}$	
<b>An</b>	0,77	-0,44	-0,33	<b>FT type An</b>
<b>Bn</b>	-0,374	0,715	-0,341	<b>FT type Bn</b>
<b>Cn</b>	-0,33	-0,44	0,77	<b>FT type Cn</b>
<b>AB</b>	0,81	-0,80	-0,01	<b>FT type AB</b>
<b>BC</b>	-0,03	0,77	-0,74	<b>FT type BC</b>
<b>CA</b>	-0,775	-0,004	0,779	<b>FT type CA</b>

Tableau IV-1 Valeurs maximales de flux rémanents imposés au circuit magnétique pour chaque type de couplage. Les résultats, ci-dessus, ont été obtenus lors des essais en continu présentés dans le paragraphe §IV.2.2.1.

#### IV.1.2.4. Vérification de la condition de linéarité

Cette étape consiste à vérifier si la condition de linéarité du problème inverse est respectée une fois les fonctions de transferts obtenues pour tous les types de bases possibles. Rappelons que dans le problème inverse linéaire, la condition de linéarité est respectée si l'induction magnétique due aux sources électromagnétiques (les différents types de bases : An, Bn, Cn, AB, BC et CA) correspond à la somme des inductions magnétiques dues aux deux bases retenues.

Autrement dit, dans notre cas d'application (transformateur triphasé), la condition de linéarité est respectée, si tous les types de FT (An, Bn, Cn, AB, BC, CA) obtenus dans l'étape précédente sont linéaires. Ainsi, nous arrivons à la conclusion qu'il suffit de comparer le comportement des FT pour savoir si la condition de linéarité est respectée au pas.

#### IV.1.2.5. Comparaison entre bases

Cette étape consiste à choisir les bases qui seront utilisées pour l'obtention du modèle direct (coefficients de la matrice [A]).

Tous les types de FT obtenus précédemment peuvent être utilisés comme base. Ainsi, il faut choisir quels sont les deux types de FT qui vont donner la meilleure base, donc le meilleur modèle direct.

Pour cela, un procédé est mis en place. Les étapes qui constituent ce procédé sont listées ci-dessous :

1. Sélectionner un point de fonctionnement pour représenter chacune des six FT obtenus. Rappelons que ce point est constitué par une répartition de flux rémanents et par une valeur d'induction ( $B_{CM_{\text{capteur}}}$ ) obtenu pour chaque capteur.
2. Obtenir un modèle direct pour chaque combinaison possible des bases. Par exemple : (An, Bn) ; (An, Cn) ; (An, AB) ; (An, BC) ; etc.
3. Calculer le conditionnement de chacun de ces modèles directs obtenus précédemment. Rappelons qu'un bon conditionnement est gage d'une inversion robuste.

4. Le modèle direct retenu finalement sera celui qui présentera le conditionnement le plus faible (donc proche de 1).

#### IV.1.2.6. Calcul du $B_{CM_{capteur}}$ et $B_{0_{capteur}}$

Dans ce paragraphe, nous allons montrer comment estimer  $B_{CM_{capteur}}$  à chaque mise hors tension du transformateur. L'obtention de ce paramètre est très important, parce qu'il est l'image des flux rémanents présents dans le circuit magnétique après une mise hors tension. Une bonne estimation de flux rémanent passe forcément par une bonne estimation du paramètre  $B_{CM_{capteur}}$ .

Ce paramètre est toujours obtenu par la soustraction entre les paramètres  $B_{mesuré}$  et  $B_{0_{capteur}}$ . Rappelons que,  $B_{mesuré}$  est obtenu lorsque que le transformateur est hors tension et que  $B_{0_{capteur}}$  est obtenu à la mise hors tension du transformateur.

Dans le cas triphasé, le paramètre  $B_{0_{capteur}}$  est maintenant estimé d'une autre façon. Cette adaptation a été nécessaire car les courants dans les bobines d'un transformateur triphasé ne seront jamais nuls au même instant. Nous verrons que ce point introduit une réelle difficulté. Nous n'avions pas anticipé au début de la campagne de mesure ce que nous allons présenter par la suite. Une estimation du paramètre  $B_{0_{capteur}}$  est présentée ci-dessous, nous verrons toutefois que cette méthode est encore imparfaite à ce stade de nos travaux.

##### IV.1.2.6.1. Estimation du $B_{0_{capteur}}$ dans le cas d'un transformateur triphasé

Les courants dans les bobines d'un transformateur triphasé, lorsqu'il est en régime établi, ne sont jamais nuls au même instant. La technique pour estimer  $B_{0_{capteur}}$  au passage du courant par zéro pour s'affranchir de l'influence du  $B_{Bobine_{capteur}}(I)$  ne peut être appliquée.

Cette fois ci, l'estimation du  $B_{0_{capteur}}$  se basera sur le principe de la symétrie des semi-cycles positifs et négatifs des signaux des inductions mesurées par les capteurs ( $B_{mesuré}$ ) pendant la mise hors tension du transformateur. Autrement dit, nous supposons que les inductions dues aux sources électromagnétiques ( $B_{CM_{capteur}}(\Phi_r)$ ,  $B_{Bobine_{capteur}}(I)$  et  $B_{Cuve_{capteur}}$ ) présentent des semi-cycles positifs et négatifs symétriques. Cette hypothèse se justifie par le fait que théoriquement les sources électromagnétiques présentent de telles symétries, ce qui a été le cas jusqu'à maintenant sur les essais réalisés.

Ainsi, le  $B_{0_{capteur}}$  peut être estimé par la demi somme progressive entre deux points d'inductions décalés de 10ms. L'équation qui nous permet d'estimer  $B_{0_{capteur}}$  est présentée ci-dessous :

$$B_{0_{capteur}} = \frac{B_{mesuré}(t) + B_{mesuré}(t + 10ms)}{2} \quad (IV.9)$$

La Figure IV-7, ci-dessous, montre un exemple de cette méthode d'estimation du  $B_{0_{\text{capteur}}}$  appliquée à un signal théorique d'induction (B) qui est supposé sinusoïdale avec une amplitude crête à crête de  $6\mu\text{T}$  et qui présente une composante continu ( $B_{0_{\text{capteur}}}$ ) de  $3\mu\text{T}$ .

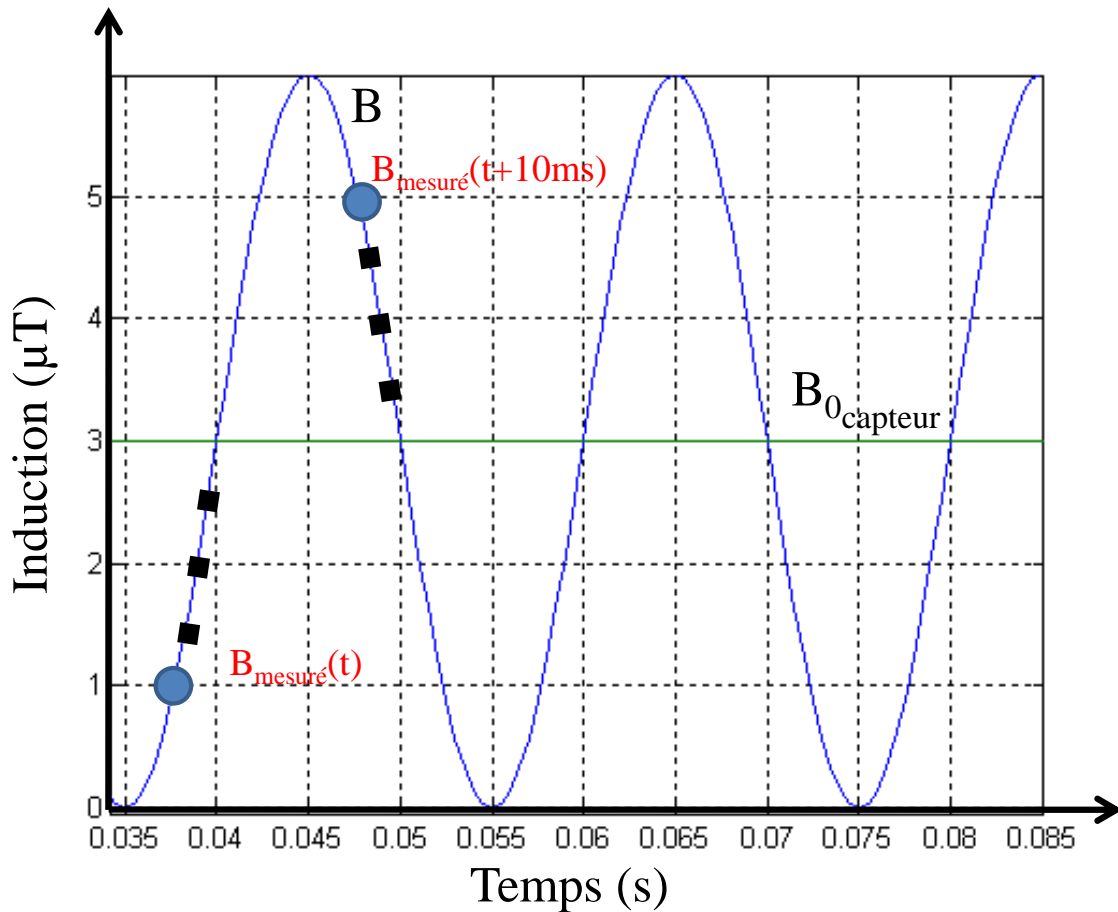


Figure IV-7 Exemple théorique d'application de la méthode d'estimation du paramètre  $B_{0_{\text{capteur}}}$

Une fois obtenu le  $B_{0_{\text{capteur}}}$  le  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  peut être estimé. Puis, en utilisant le modèle direct qui a été obtenu préalablement les valeurs de flux rémanents présents dans le circuit magnétique peuvent être déterminées.

L'hypothèse de symétrie est forte, nous verrons plus loin qu'elle est certainement mise en défaut. Toutefois et à ce stade, cette approche est la seule méthode à notre disposition pour déterminer  $B_{0_{\text{capteur}}}$ .

## IV.2. Application de la méthode sur un transformateur réel

Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter un cas d'étude réel durant lequel notre méthode a été appliquée à un transformateur de distribution triphasé de 400kVA.

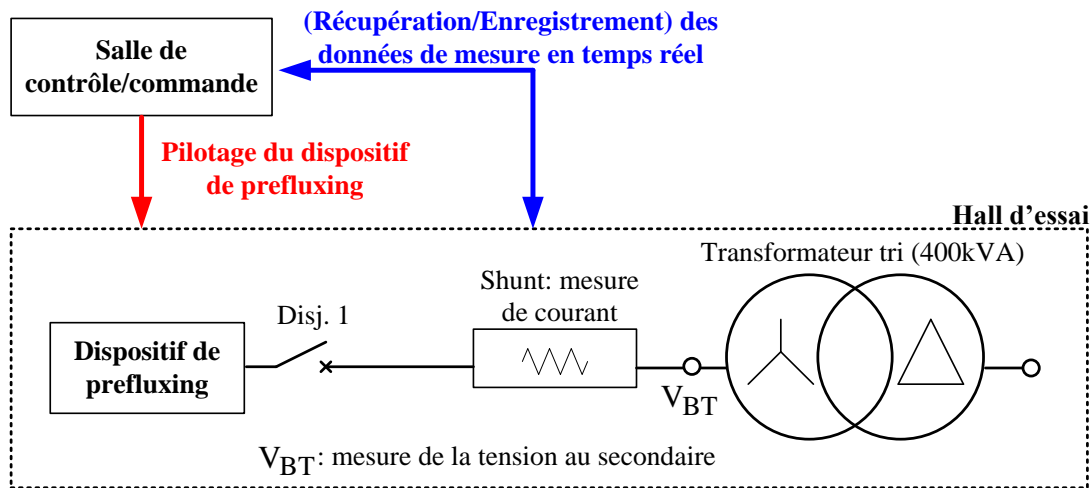
### IV.2.1. Banc d'essais

Dans cette partie, nous allons présenter le banc d'essais mis en place à la SEMT (Station d'essais de Moyenne Tension) au Laboratoire d'essais Électriques des Renardières (LEER), lequel a été déjà présenté dans le Chapitre II.

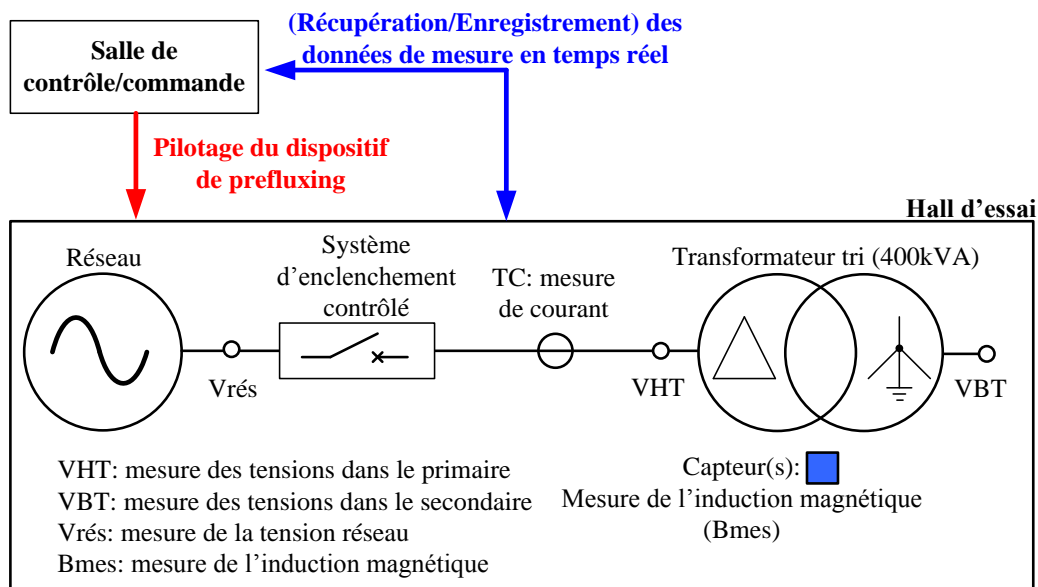
Rappelons que pour des raisons de sécurité, ce banc d'essais est réparti sur deux salles : la salle de contrôle/commande (salle d'où l'on a pu contrôler la calibration du système et la mise sous/hors tension du transformateur, étapes No. 1 et 2 de notre méthode) et le hall d'essais (salle où le transformateur a été placé pendant les essais).

Comme nous pouvons voir sur la Figure IV-8 le banc d'essais est composé :

- d'un dispositif de Prefluxing qui nous permet d'obtenir les fonctions de transferts (FT)
- d'un disjoncteur pour connecter (déconnecter) le dispositif de Prefluxing du transformateur
- d'un transformateur triphasé de 400kVA,
- d'un système de mesure électrique (tensions et courants) qui nous permettra d'estimer les valeurs des flux rémanents présents dans le circuit magnétique après une mise hors tension du transformateur.



a) Schéma du banc d'essais mis en place SEMT pour la calibration du système



b) Schéma du banc d'essais mis en place à la SEMT pour les mises sous tension





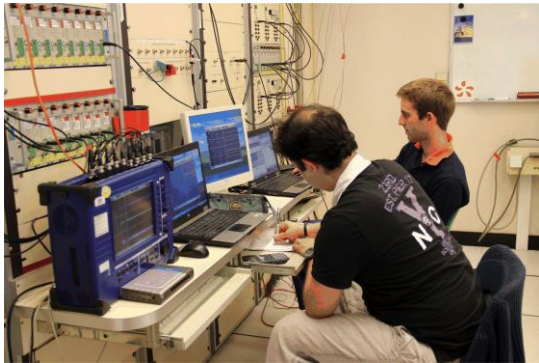
b) Hall d'essais : disjoncteur et transformateur



c) Hall d'essais : disjoncteur



d) Hall d'essais : dispositif de Préfluxing



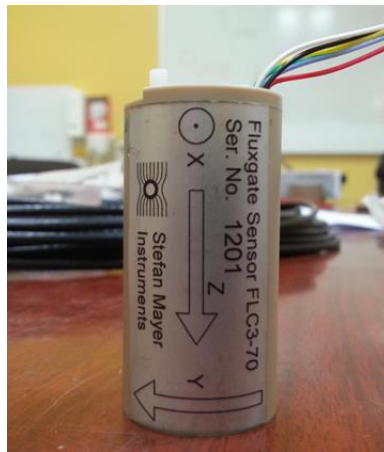
e) Salle de contrôle/commande : pilotage du système et récupération des données



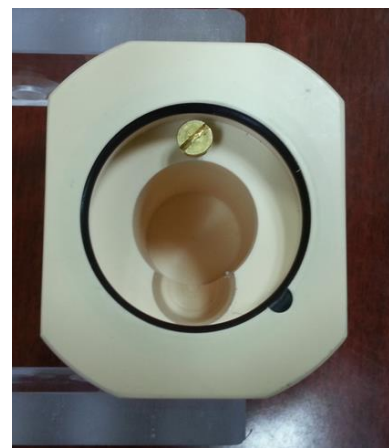
f) Hall d'essais : systèmes des mesures électriques (shunt et systèmes d'acquisition Vision)



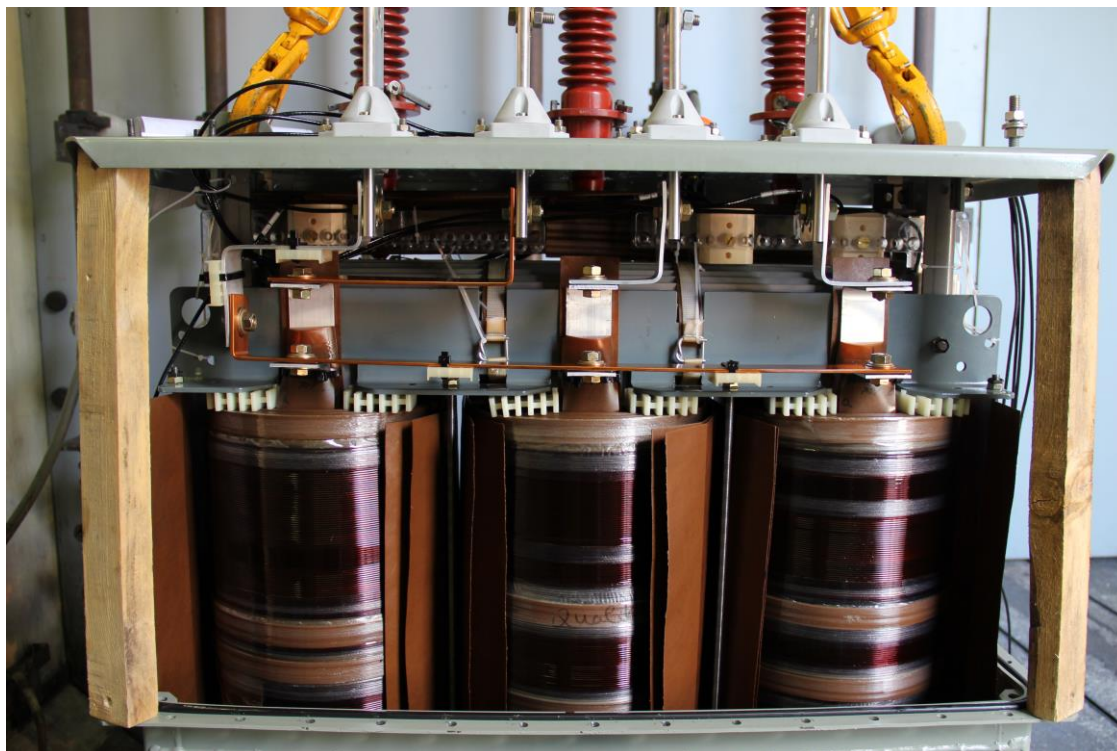
g) Hall d'essais : systèmes des mesures électriques (pince ampèremétrique).



h) Hall d'essais : Capteur d'induction (fabricant Mayer) qui sera positionné à l'intérieur de cuve



i) Hall d'essais : système pour rendre les capteurs d'induction étanches



**j) Hall d'essais : positionnement des capteurs à l'intérieur de la cuve**



**k) Hall d'essais : connexion entre le transformateur et le jeu de barres de la station d'essais**

**Figure IV-8 Banc d'essais mis en place dans le SEMT aux sites des Renardières**



#### IV.2.1.1. Transformateur

Le transformateur retenu pour ces essais est identique au transformateur triphasé présenté dans le Chapitre II, §II.3.2.2. C'est un transformateur de puissance triphasé de 400kVA,  $\Delta$ -Yn (triangle, étoile avec neutre sortie).

Les caractéristiques électriques sont rappelées dans le Tableau IV-2.

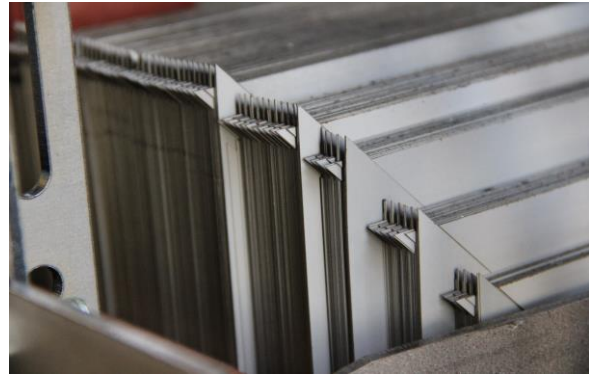
$S_{\text{ nominale}}$ (kVA)	$V_{\text{ HT}}$ (kV <sub>RMS</sub> )	$V_{\text{ BT}}$ (V <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ HT en}}$ charge (A <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ BT en}}$ charge (A <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ HT à vide}}$ (mA <sub>RMS</sub> )	$I_{\text{ BT à vide}}$ (A <sub>RMS</sub> )	$\Phi_{\text{ HT}}$ (Wb <sub>RMS</sub> )	$\Phi_{\text{ BT}}$ (Wb <sub>RMS</sub> )
400	20	410	15	563	71	6	67,5	0,8

Tableau IV-2 Caractéristiques nominales du transformateur retenu pour les essais

La Figure IV-9 montre différentes vues du circuit magnétique du transformateur.



a) Circuit magnétique avec les bobinages



b) Empilement des tôles

Figure IV-9 Vues du circuit magnétique du transformateur

#### IV.2.1.2. Dispositif de Prefluxing

Le même dispositif de Prefluxing qu'au Chapitre II, §II.3.2.1 est utilisé. Celui-ci a été utilisé pour obtenir les différentes configurations de flux (ou bases) possibles ( $A_n$ ,  $B_n$ ,  $C_n$ , AB, BC et CA).

Rappelons que ce dispositif est composé de trois alimentations Kepco Amplificateur 20V/10A connectées en configuration maître/esclave, de sorte à obtenir une sortie 20V/30A.

#### IV.2.1.3. Système de mesures électriques

Les signaux électriques à mesurer pendant l'exécution des essais sont les tensions primaire et secondaire du transformateur, la tension de sortie de capteurs d'induction et le courant primaire du transformateur.

Ces signaux électriques doivent être mesurés pour les essais réalisés pendant l'étape No. 1 (calibration du système) et pour les essais réalisés pendant l'étape No. 2 (estimation de  $B_{\text{CM}_{\text{capteur}}}$  après chaque mise hors tension du transformateur).

Une chaîne d'acquisition Vision déjà présentée dans le Chapitre II, §II.3.2.3 est utilisée, mais cette fois ci configurée avec une fréquence d'échantillonnage de 10kHz pendant la réalisation des essais.

Pour les essais en continu (étape No.1), les tensions primaires et secondaires du transformateur ont été mesurées directement aux bornes du transformateur par le Vision et le courant a été mesuré par un shunt de précision de  $10\text{m}\Omega$  (Figure IV-7 f).

Pour les essais d'enclenchement (étape No.2), les tensions primaires et secondaires du transformateur ont été mesurées par les TT (transformateur de tension) de la station d'essais (SEMT). La mesure du courant a été réalisée par deux dispositifs. Le premier est le TC (transformateur de courant) de la station d'essais (SEMT) qui a été configuré pour mesurer des valeurs crêtes de courants jusqu'à  $75\text{A}$  visant ainsi une bonne précision sur la mesure de la valeur maximale du courant d'appel lors d'un enclenchement. Le deuxième est une pince ampèremétrique qui a été installée aux bornes du transformateur (Figure IV-7 g et k) et était configurée pour mesurer des valeurs crêtes de courant jusqu'à  $1\text{A}$ . Nous obtenons ainsi une bonne précision sur la mesure du courant à vide.

#### **IV.2.1.4. Capteurs d'induction magnétique**

Nous avons choisi une fois de plus d'utiliser des capteurs à technologie Fluxgate. Nous devons souligner que certains des capteurs ont été positionnés à l'intérieur de la cuve (collés au circuit magnétique) et d'autres à l'extérieur de la cuve (collés sur la cuve) ce qui nous impose des nouvelles contraintes selon l'emplacement du capteur.

- Pour les capteurs collés au circuit magnétique, il faut qu'ils soient petits pour faciliter leur positionnement et fixation à l'intérieur de la cuve et que leur forme soit simple pour les rendre étanche une fois qu'ils seront plongés dans l'huile du transformateur. De plus, pour une question de sécurité, il faut que leur électronique soit déportée pour éviter de possibles claquages entre le capteur et la haute tension du transformateur.
- Pour les capteurs à l'extérieur de la cuve, les contraintes sont moins importantes et se focalisent sur la fixation du capteur à la cuve.

Ainsi, pour les capteurs collés au circuit magnétique (à l'intérieur de la cuve), nous avons utilisé des capteurs triaxiaux, fabricant Stefan Mayer, avec électronique déportée du capteur. Ils fonctionnent en  $\pm 12\text{V}$  et leur fréquence de coupure est de  $1\text{kHz}$  [MAY]. Leur gamme est de  $\pm 200\mu\text{T}$ . Cette gamme a été choisie, parce qu'elle est la plus grande gamme disponible sur le marché et parce que des relevés préliminaires d'induction réalisés autour d'un transformateur hors tension et similaire au notre, avaient indiqué une induction magnétique de l'ordre des  $100\mu\text{T}$ .

Pour les capteurs à l'extérieur de la cuve, nous avons aussi utilisé des capteurs triaxiaux, fabricant Bartington, avec électronique intégrée au capteur. Ils fonctionnent en  $\pm 12\text{V}$  et leur fréquence de coupure est de  $3\text{kHz}$  [BAR]. Leur gamme est de  $\pm 1000\mu\text{T}$ . Cette gamme a été choisie car nous voulions mesurer l'intégralité de l'induction lorsque le transformateur est sous tension et hors tension.

La Figure IV-10 montre les deux modèles de capteurs utilisés pendant les essais.



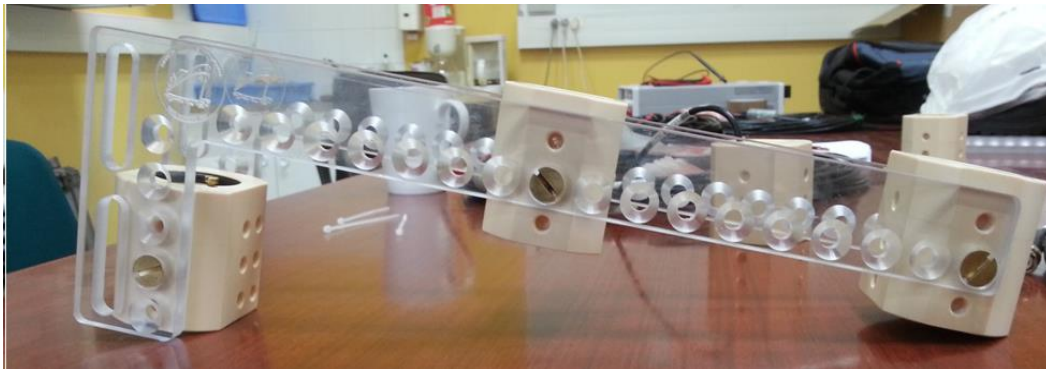
a) Capteur Mayer (positionné à l'intérieur de la cuve)



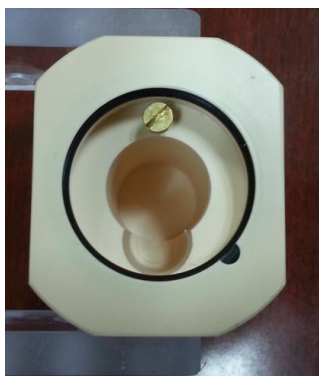
b) Capteur Bartington (positionné à l'extérieur de la cuve)

Figure IV-10 Capteurs utilisés pendant les essais

Les capteurs à l'intérieur de la cuve doivent être rendus étanches, car ils seront plongés dans l'huile du transformateur. La Figure IV-11 montre le système que nous avons conçu pour fixer les capteurs au circuit magnétique et pour rendre les capteurs étanches.



a) Réglette pour fixer les capteurs de l'intérieur de la cuve du circuit magnétique du transformateur



b) Vue intérieur du support étanche



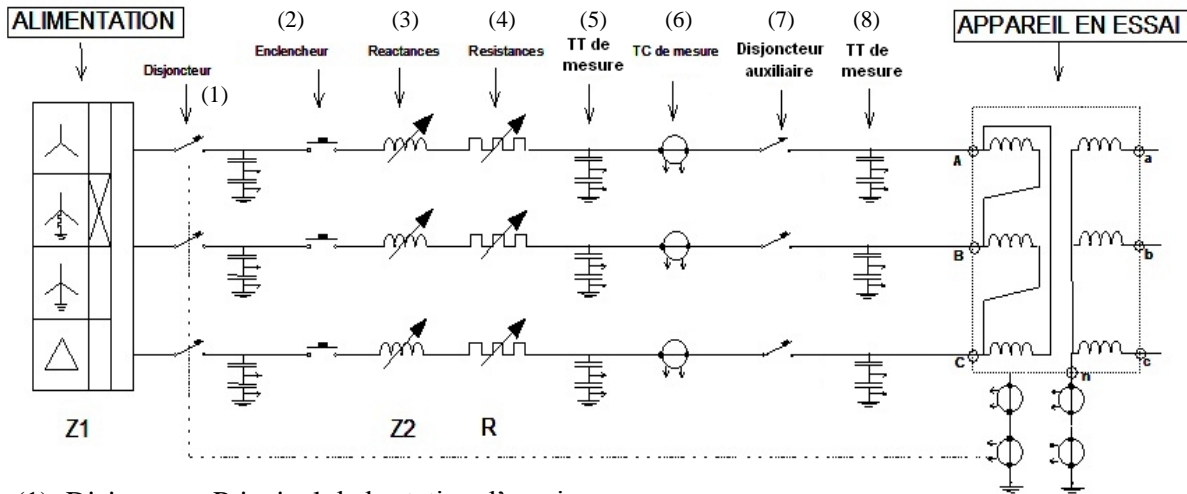
c) Capteur dans son support étanche

Figure IV-11 Système de fixation au circuit magnétique et d'étanchéité des capteurs

#### IV.2.1.5. Système d'enclenchement contrôlé de la SEMT

Dans ce paragraphe nous allons présenter le système d'enclenchement contrôlé de la Station d'essais de Moyenne Tension (SEMT) du Laboratoire d'essais Électriques des Renardières (LEER).

Ce système correspond à « l'enclencheur » de la Figure IV-12 qui montre le schéma électrique de la station d'essais. Cet enclencheur correspond à un disjoncteur contrôlé qui présente une précision de 0,1ms à la fermeture.



- (1): Disjoncteur Principal de la station d'essais
- (2): Enclencheur (disjoncteur contrôlé à 0,1ms de précision)
- (3): Reanctances (pour limiter le courant de court-circuit)
- (4): Résistances (pour limiter le courant de court-circuit)
- (5): TT de mesure (mesure des tensions)
- (6): TC de mesure (mesure des courants)
- (7): Disjoncteur auxiliaire (utilisé pour la mise hors tension du transformateur)
- (8): TT de mesure (mesure des tensions)

Figure IV-12 Schéma de l'installation électrique pendant la réalisation des essais de mise sous tension du transformateur.

#### IV.2.2. Description de l'essai

La Figure IV-13 montre la position des sept capteurs installés autour du circuit magnétique du transformateur, sachant que cinq sont à l'intérieur de la cuve collés au circuit magnétique du transformateur (Mayer) et deux sont à l'extérieurs et collés sur la cuve (Bartington).

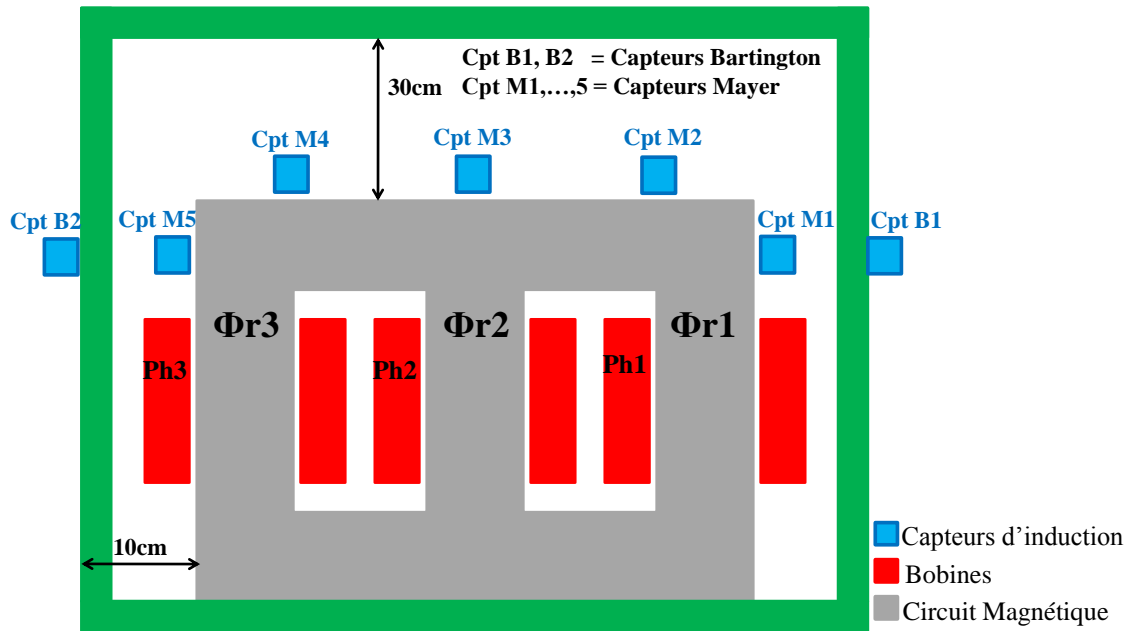


Figure IV-13 Position des capteurs pendant les essais en continu et d'enclenchement

#### IV.2.2.1. Essais en Continu

L'objectif des essais en continu est d'obtenir les différentes configurations de flux possibles et les fonctions de transferts associées ( $A_n$ ,  $B_n$ ,  $C_n$ ,  $AB$ ,  $BC$  et  $CA$ ) et à partir de ces FT, d'obtenir le modèle direct (matrice  $[A]$ ).

Pour cela, le procédé spécifique qui a été déjà présenté et expliqué dans le paragraphe §IV.1.2.1.2 a été réalisé. Le Tableau IV-3, ci-dessous montre les valeurs des courants quasi statiques injectés du côté Y du transformateur (secondaire).

No. de l'essai	Amplitudes des courants quasi statiques injectés [A]
1	$\pm 27$
2	$\pm 22$
3	$\pm 17$
4	$\pm 14$
5	$\pm 12$
6	$\pm 10$
7	$\pm 8$
8	$\pm 6$
9	$\pm 4$
10	$\pm 2$
11	$\pm 1$
12	$\pm 0,7$
13	$\pm 0,5$
14	$\pm 0,3$
15	$\pm 0,16$

Tableau IV-3 Valeurs des courants quasi statiques injectés dans le transformateur triphasé de 400kVA

Ces essais ont été faits pour toutes les possibilités de couplage entre le dispositif de Prefluxing et les phases (Voir §IV.1.2.1.2.1) de sorte que les six types de fonctions de transfert possibles ( $A_n$ ,  $B_n$ ,  $C_n$ ,  $AB$ ,  $BC$  et  $CA$ ) ont été obtenus.



Remarquons que les amplitudes des courants quasi statiques à injecter dans le transformateur ont été déterminées à partir de la méthode de Prefluxing présentée dans le chapitre II.

#### IV.2.2.2. Essais d'enclenchement

L'objectif de ces essais est de pouvoir estimer  $B_{CM_{\text{capteur}}}$  après chaque mise hors tension du transformateur, et à partir de ce paramètre et du modèle direct qui a été défini préalablement, de déterminer les valeurs des flux rémanents présents dans le circuit magnétique après chaque mise hors tension du transformateur.

Le Tableau IV-4 montre la séquence d'enclenchements (mise sous et hors tension) qui a été réalisée avec ses différents angles de fermeture et les valeurs crêtes maximales des courants d'appel obtenus pour chaque enclenchement.

No. de l'enclenchement	Angle de fermeture [°]	Valeurs maximales des courants d'appel pour chaque essai [ $A_{\text{crête}}$ ]		
		I <sub>ligne phase A</sub>	I <sub>ligne phase B</sub>	I <sub>ligne phase C</sub>
1	0	47,22	-35,6	-40,15
2	0	48,12	-34,87	-43,12
3	0	46,78	-37,22	-39,61
4	0	50,41	-36,09	-44,81
5	30	47,25	26,72	-47,18
6	60	31	47,76	-49,95
7	90	-44,67	66,24	-51,29
8	120	-71,55	TC sature	-38,01
9	150	TC sature	74,77	47,08
10	270	-31,7	-58,53	61,72
11	300	43,68	-59,82	45,7
12	330	50,1	-50,31	18,21
13	360	42,3	-33,21	-38,6

Tableau IV-4 Séquence d'enclenchements réalisés en utilisant le transformateur triphasé de 400kVA.

Nous devons souligner que pendant les essais d'enclenchement, certaines conditions ont été respectées (voir Figure IV-12) :

- L'alimentation de la station des essais était couplée en étoile avec une résistance de neutre égale à 12Ω.
- Le transformateur a été alimenté à sa tension nominale (20kV) et couplé en Δ-Yn avec le neutre à la terre.
- Les enclenchements ont été réalisés du côté Δ du transformateur.
- Le transformateur a été mis sous tension par l'enclencheur et hors tension par le disjoncteur auxiliaire. Ce procédé a été utilisé pour éviter que les réactances et résistances en amont du transformateur puissent interagir entres-elles pendant une mise hors tension du transformateur et changer la valeur de flux rémanent.
- Les tensions primaire et secondaire du transformateur ont été mesurées par les TT de la station d'essais. Les courant de lignes du transformateur ont était mesurés par les TC de la station des essais et par les pinces ampèremétriques.

Nous devons souligner que les angles de fermeture ont été choisis pour avoir plusieurs valeurs maximales de courant d'appel et ainsi de pouvoir vérifier le comportement de la cuve et de notre méthode dans différentes conditions. Nous devons aussi souligner que les enclenchements présentés dans le Tableau IV-4 correspondent à des fermetures simultanées de l'enclencheur. La tension phase-terre de la phase A du transformateur a été utilisée comme référence de temps pour les enclenchements. Ainsi, chaque angle de fermeture correspond à un instant de l'onde de tension de cette phase. En plus, l'angle  $0^\circ$  correspond au passage de cette tension par zéro, front montant.

### IV.3. Résultats obtenus

Dans ce paragraphe nous allons présenter les valeurs de flux rémanents estimées par la méthode d'intégration de la tension et par notre méthode après chacune des 16 mises hors tensions.

#### IV.3.1. Valeurs des Flux rémanents estimés par la méthode d'Intégration de la tension.

Le tableau IV-5 montre les valeurs des flux rémanents obtenus par la méthode d'intégration de la tension après chaque mise hors tension du transformateur.

No. de l'enclenchement	Valeurs des flux rémanents estimés (p.u. du flux à tension nominale)		
	$\Phi_{r1}$ (phase A)	$\Phi_{r2}$ (phase B)	$\Phi_{r3}$ (phase C)
1	-0,13	-0,03	0,16
2	-0,12	-0,05	0,18
3	-0,14	-0,02	0,16
4	-0,12	-0,05	0,17
5	-0,13	-0,05	0,18
6	-0,12	-0,05	0,18
7	-0,14	-0,03	0,17
8	-0,13	-0,05	0,17
9	-0,13	-0,04	0,17
10	-0,14	-0,02	0,16
11	-0,14	-0,03	0,17
12	-0,13	-0,02	0,15
13	0,14	-0,15	0,01

Tableau IV-5 Valeurs des flux rémanents estimés pour chaque mise hors tension du transformateur

#### IV.3.2. Valeurs des Flux rémanents estimés par la méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique.

Avant de présenter les valeurs des flux rémanents estimés par notre méthode, nous allons d'abord présenter les résultats obtenus pour chacune des étapes.

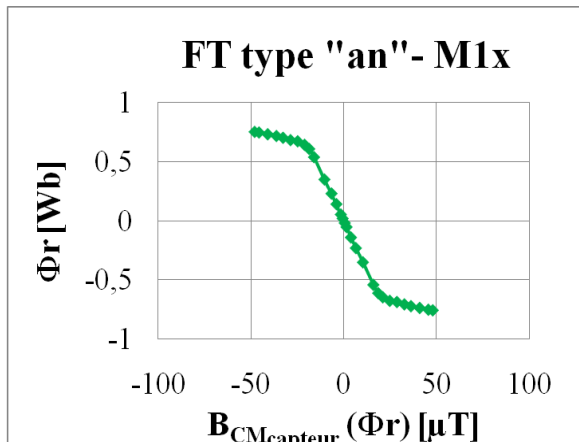
#### IV.3.2.1. Vérification de la condition de linéarité du problème

Dans ce paragraphe nous allons analyser les fonctions de transfert types An, Bn, Cn, AB, BC et CA, obtenues lors des essais en continu, pour vérifier si la condition de linéarité du problème inverse est respectée.

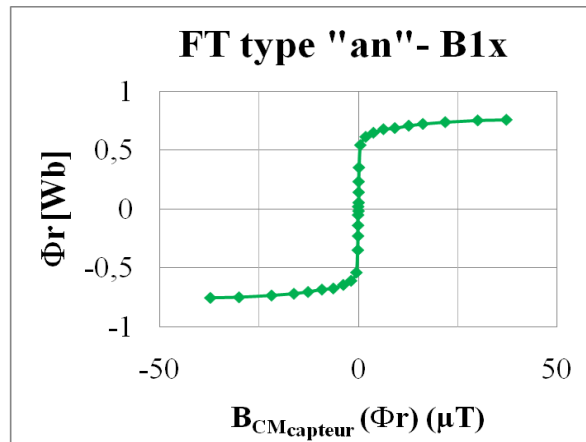
Tout d'abord, nous devons souligner que les fonctions de transfert obtenues par chaque voie de chaque capteur ne présentent pas le même comportement selon leur emplacement et selon le couplage entre le dispositif de Prefluxing et les phases du transformateur. Ces comportements peuvent être séparés en quatre types bien distincts qui sont présentés ci-dessous :

- Linéaire : Correspond aux fonctions de transfert qui présentent un comportement linéaire soit sur toute la plage des valeurs possibles de flux rémanent, soit sur une plage spécifique des valeurs de flux rémanent.
- Non linéaire : Correspond aux fonctions de transfert qui présentent une pente très abrupte puis qui se stabilisent et présentent ensuite une pente assez faible.
- Inconnue : Correspond aux capteurs saturés tout au long des essais en continu, et qui ne permettent pas de déterminer de fonction de transfert.
- Non Bijective : Correspond aux fonctions de transfert qui présentent un comportement non bijectif, autrement dit, nous ne pouvons pas lier une valeur d'induction à une seule valeur de flux rémanent.

La Figure IV-14, ci-dessous, montre un exemple de chaque type de fonction de transfert.

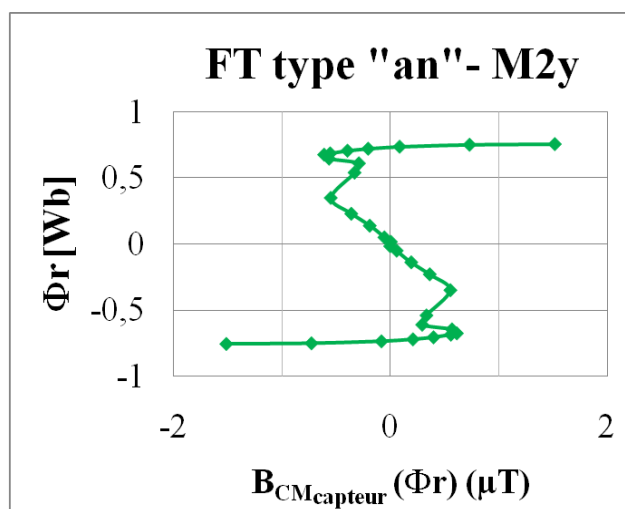


a) Exemple de fonction de transfert linéaire



b) Exemple de fonction de transfert non linéaire





c) Exemple de fonctions de transfert non bijective

Figure IV-14 Exemples de fonctions de transfert obtenues lors des essais en continu.

Le Tableau IV-6, ci-dessous, résume les comportements des fonctions de transfert type An, Bn, Cn, AB, BC et CA obtenues par tous les capteurs pendant les essais en continu.

Capteurs	Voies	Fonctions de transferts type An, Bn Cn, AB, BC, CA					
		An	Bn	Cn	AB	BC	CA
M1	X	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire
	Y	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu
	Z	Non Linéaire	Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire
M2	X	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire
	Y	Non Bijective	Linéaire	Non Linéaire	Non Bijective	Non Bijective	Non Bijective
	Z	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu
M3	X	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire
	Y	Non Linéaire	Linéaire	Linéaire	Non Bijective	Linéaire	Linéaire
	Z	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu
M4	X	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire
	Y	Linéaire	Linéaire	Non Linéaire	Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire
	Z	Inconnu	Inconnu	Non Bijective	Non Bijective	Non Bijective	Non Bijective
M5	X	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire
	Y	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu	Inconnu
	Z	Linéaire	Non Bijective	Non Linéaire	Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire
B1	X	Non Linéaire	Non Bijective	Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire
	Y	Non Linéaire	Linéaire	Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire	Non Linéaire
	Z	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire

<b>B2</b>	X	<b>Linéaire</b>	Non Bijective	Non Linéaire	<b>Linéaire</b>	Non Linéaire	Non Linéaire
	Y	<b>Linéaire</b>	<b>Linéaire</b>	Non Linéaire	<b>Linéaire</b>	Non Linéaire	Non Linéaire
	Z	<b>Linéaire</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Linéaire</b>

Tableau IV-6 Comportements des FT obtenues pour chaque voie de chaque capteur à partir des essais en continu.

Pour que la condition de linéarité soit respectée, il faut que tous les types de fonctions de transfert ( $A_n$ ,  $B_n$ ,  $C_n$ ,  $AB$ ,  $BC$ ,  $CA$ ) obtenus par les capteurs pendant les essais en continu présentent un comportement linéaire et qu'au moins deux bases soient indépendantes.

A partir du Tableau IV-6 nous pouvons constater que les FT obtenues par les voies « X » et « Z » (transverses au plan du circuit magnétique du transformateur) des capteurs à l'intérieur de la cuve ( $M_1$ , ..., 5) et à l'extérieur de la cuve ( $B_1$  et  $B_2$ ) présentent un comportement linéaire. Ces FT obtenues par ces voies peuvent et vont être utilisées pour l'obtention du modèle direct. De plus, nous verrons dans le paragraphe §IV.3.2.3 que les voies Y et Z des capteurs à l'intérieur de la cuve ( $M_1$ , ..., 5) sont saturées pendant les essais d'enclenchement, ce qui nous oblige à utiliser les voies transverses au plan du circuit magnétique dans l'obtention du modèle direct.

A titre d'illustration, la Figure IV-15 montre les FT type  $A_n$ ,  $AB$  et  $CA$  obtenues par le capteur  $M_{1x}$ . Remarquons que cette figure ne représente que les valeurs de flux rémanent dans la phase A.

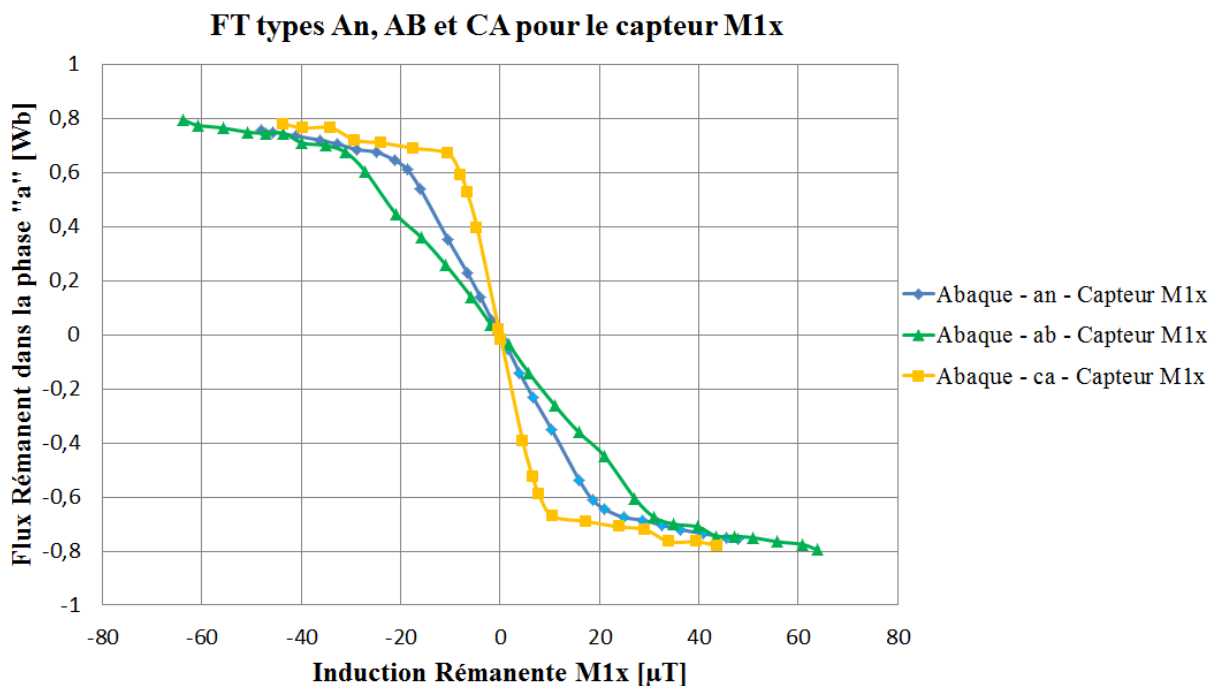


Figure IV-15 FT types  $A_n$ ,  $AB$  et  $CA$  obtenues par le capteur  $M_{1x}$

Dans la Figure IV-15, nous pouvons constater que les FT ne sont plus linéaires quand la valeur de flux rémanent dépasse  $\pm 0,63 \text{ Wb}$ . Sachant que ce comportement est reproduit par d'autres capteurs autant à l'intérieur qu'à l'extérieur de la cuve, nous pouvons conclure que les voies X et Z pour les capteurs ( $M_1$ , ..., 5) et  $B_{(1,2)}$  ne seront considérés linéaires que pour la plage des valeurs de flux rémanents comprises entre  $\pm 0,63 \text{ Wb}$  (53% du flux à tension nominale ; 75% de la valeur maximale de flux rémanent que le transformateur peut atteindre,

voir Tableau IV-1) ce qui va limiter le valeurs de flux rémanent que notre méthode pourra identifier. Rappelons que ces valeurs sont référencées au secondaire du transformateur une fois que les courants quasi statiques ont été injectés du côté Y du transformateur.

#### IV.3.2.2. Modèle Direct Retenu

Sachant que la condition de linéarité est respectée, nous pouvons passer au choix de la base qui sera utilisée pour l'obtention du modèle direct. Pour cela, un processus (déjà présenté dans le §IV.1.2.1.4) a été suivi.

Après avoir testé toutes les combinaisons des bases possibles, nous sommes arrivés à la conclusion que la meilleur base provient des FT type Bn et CA autrement dit, ces bases sont celles qui ont donné le plus faible conditionnement (critère adopté pour le choix de la base car assurant une résolution robuste du problème inverse et en particulier évitant les amplifications artificielles des bruits de mesure). Le Tableau IV-7 montre les bases choisies.

	base Bn	base CA
$\Phi_{r1}$	-0,18 (Wb)	-0,40 (Wb)
$\Phi_{r2}$	+0,35 (Wb)	+0,02 (Wb)
$\Phi_{r3}$	-0,17 (Wb)	+0,38 (Wb)
$B_{CM_{\text{capteur\_M1x}}}(\Phi_r)$	11,48 ( $\mu T$ )	4,71 ( $\mu T$ )
$B_{CM_{\text{capteur\_M2x}}}(\Phi_r)$	7,31 ( $\mu T$ )	2,19 ( $\mu T$ )
$B_{CM_{\text{capteur\_M3x}}}(\Phi_r)$	7,80 ( $\mu T$ )	2,10 ( $\mu T$ )
$B_{CM_{\text{capteur\_M4x}}}(\Phi_r)$	7,19 ( $\mu T$ )	2,05 ( $\mu T$ )
$B_{CM_{\text{capteur\_M5x}}}(\Phi_r)$	10,74 ( $\mu T$ )	2,03 ( $\mu T$ )
$B_{CM_{\text{capteur\_B1z}}}(\Phi_r)$	2,39 ( $\mu T$ )	0,73 ( $\mu T$ )
$B_{CM_{\text{capteur\_B2z}}}(\Phi_r)$	2,20 ( $\mu T$ )	0,94 ( $\mu T$ )

Tableau IV-7 Bases retenues à partir des FT type Bn et CA

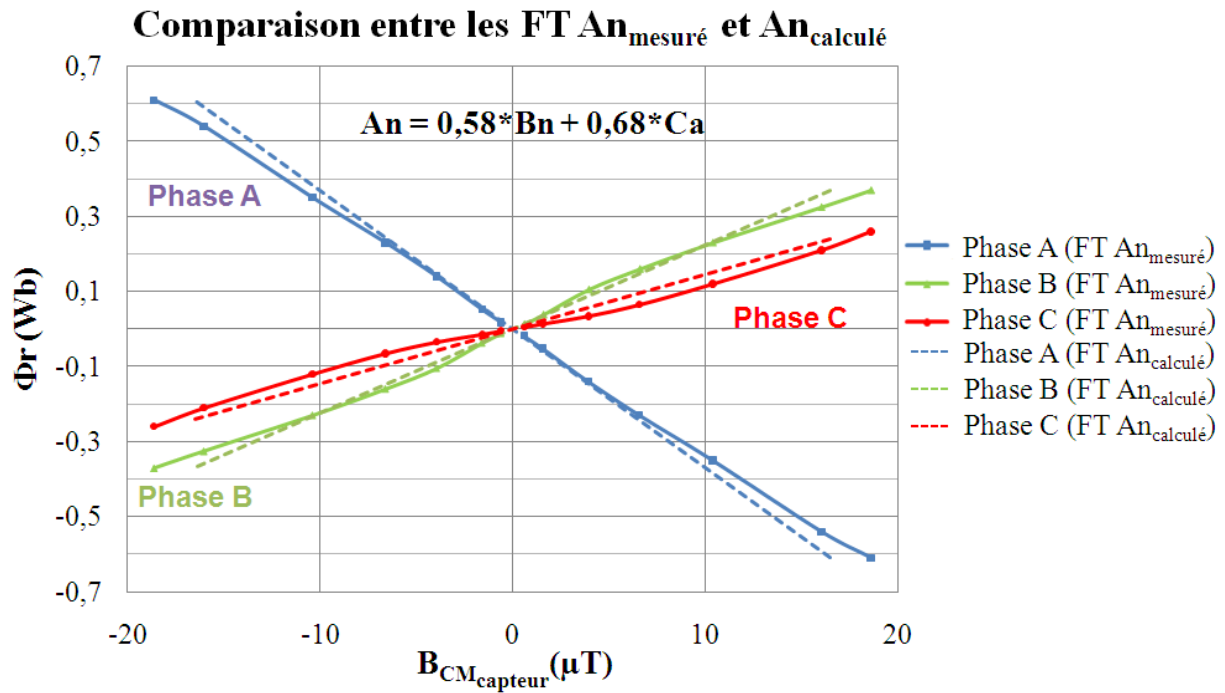
##### IV.3.2.2.1. Validation du modèle direct

Après avoir obtenu ces bases, nous allons les valider en reconstruisant les FT types, An, Cn, AB et BC à partir des bases Bn et CA montrées dans le Tableau IV-7 ci-dessus.

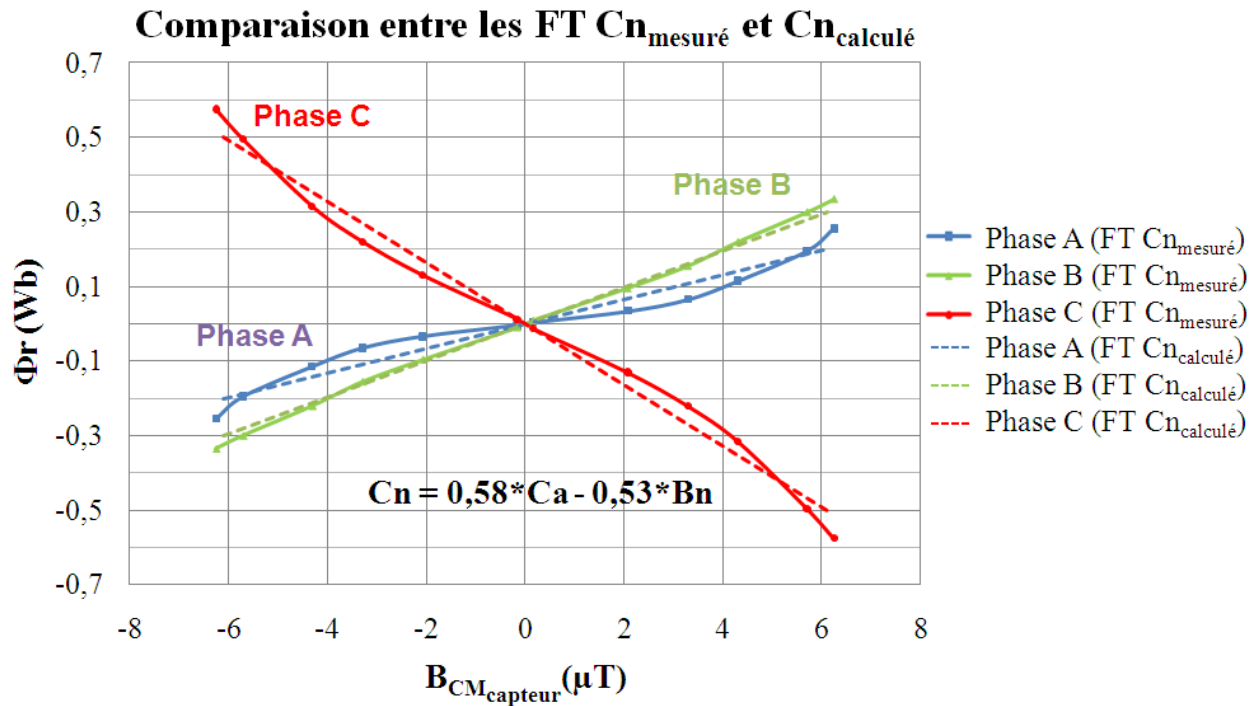
Le Tableau IV-8 et la Figure IV-16, ci-dessous, montrent respectivement les équations utilisées pour la reconstruction des abaques et les résultats obtenus.

FT calculées à partir des bases Bn et CA
$A_{n_{\text{calculé}}} = 0,580 \cdot Bn + 0,680 \cdot CA$
$C_{n_{\text{calculé}}} = 0,580 \cdot CA - 0,530 \cdot Bn$
$AB_{\text{calculé}} = 1,044 \cdot Bn + 0,451 \cdot CA$
$CA_{\text{calculé}} = 1,036 \cdot Bn - 0,390 \cdot CA$

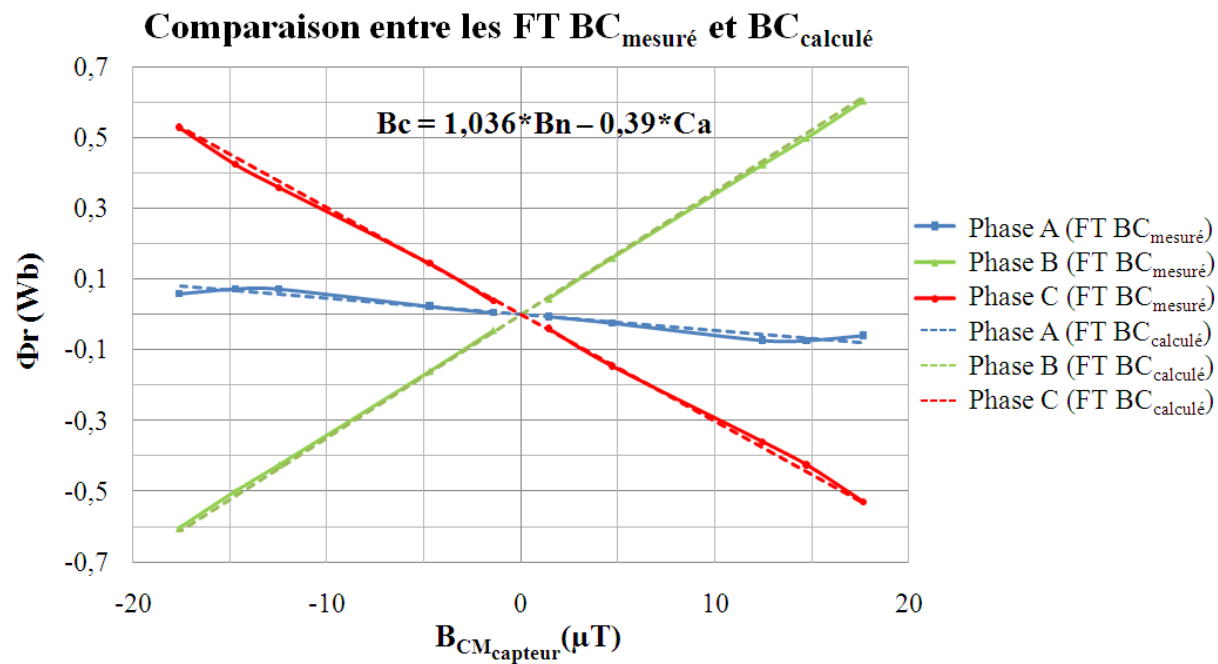
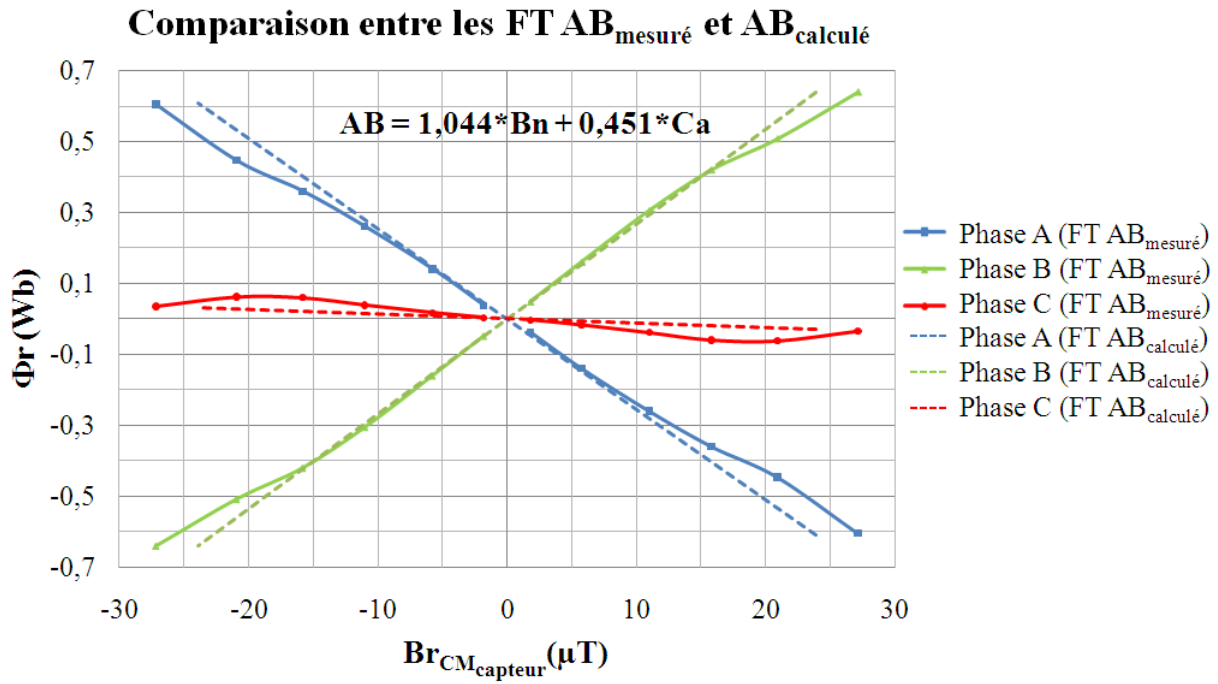
Tableau IV-8 FT reconstruites à partir des bases Bn et CA choisies



a) Comparaison entre les FT  $An_{\text{calculé}}$  à partir des bases et  $An_{\text{mesuré}}$



b) Comparaison entre les FT  $Cn_{\text{calculé}}$  à partir des bases et  $Cn_{\text{mesuré}}$



**Figure IV-16** Obtention des FT types An, Cn, AB et BC à partir des bases choisis Bn et CA.

Pour conclure cette partie, nous pouvons dire que les bases ont été bien choisies, parce qu'à partir d'elles, nous pouvons recalculer l'induction magnétique générée pour n'importe quelle répartition de flux rémanent ce qui signifie que le problème inverse est bien déterminé, bien posé. L'équation IV-9, ci-dessous, montre le modèle direct retenu à la fin du procédé.

$$\begin{bmatrix} 11,48 & 4,71 \\ 7,31 & 2,19 \\ 7,80 & 2,10 \\ 7,19 & 2,05 \\ 10,74 & 2,03 \\ 2,39 & 0,73 \\ 2,20 & 0,94 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Phi_{base1} \\ \Phi_{base2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{CM_{Capteur\_M1x}} \\ B_{CM_{Capteur\_M2x}} \\ B_{CM_{Capteur\_M3x}} \\ B_{CM_{Capteur\_M4x}} \\ B_{CM_{Capteur\_M5x}} \\ B_{CM_{Capteur\_B1z}} \\ B_{CM_{Capteur\_B2z}} \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

Où :

- Les coefficients de la matrice [A] correspondent aux valeurs de  $B_{CM_{capteur}}$  dues aux bases choisies (Bn et CA). Rappelons-nous que ces bases ont été obtenues à partir des essais en continu.
- $\Phi_{base1}$  et  $\Phi_{base2}$  correspondent à deux coefficients qui vont multiplier les répartitions des flux rémanents des bases choisies afin d'estimer les valeurs de flux rémanent.
- $B_{CM_{capteur\_M1x...5x}}$  et  $B_{CM_{capteur\_B1,2z}}$  correspondent aux valeurs d'induction mesurée par les capteurs après chaque mise hors tension du transformateur et dues au champ magnétique généré par le flux rémanent présent dans le circuit magnétique.

Maintenant, que le modèle direct a été obtenu et validé, nous pouvons passer à l'étape suivante qui concerne le calcul des paramètres  $B_{CM_{capteur}}$  et  $B_{0_{capteur}}$ .

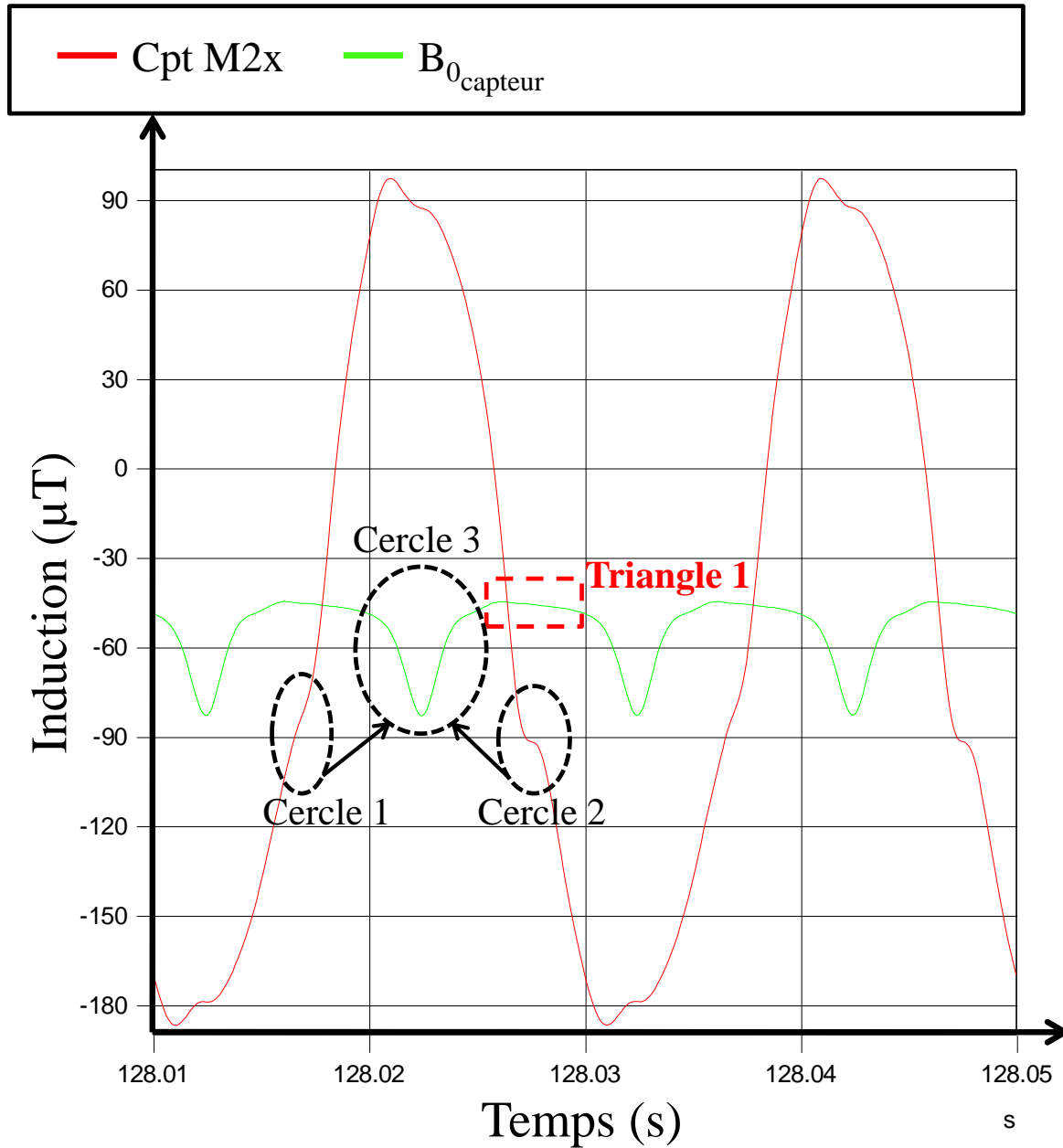
#### IV.3.2.3. Estimation de $B_{0_{capteur}}$ et $B_{CM_{capteur}}$ après chaque mise hors tension du transformateur

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats obtenus pour l'estimation des paramètres  $B_{0_{capteur}}$  et  $B_{CM_{capteur}}$  en utilisant le procédé qui a été présenté dans le paragraphe §IV.1.2.2. Rappelons-nous que ces paramètres ont été estimés à partir des essais d'enclenchement présentés dans le paragraphe §IV.2.2.2.

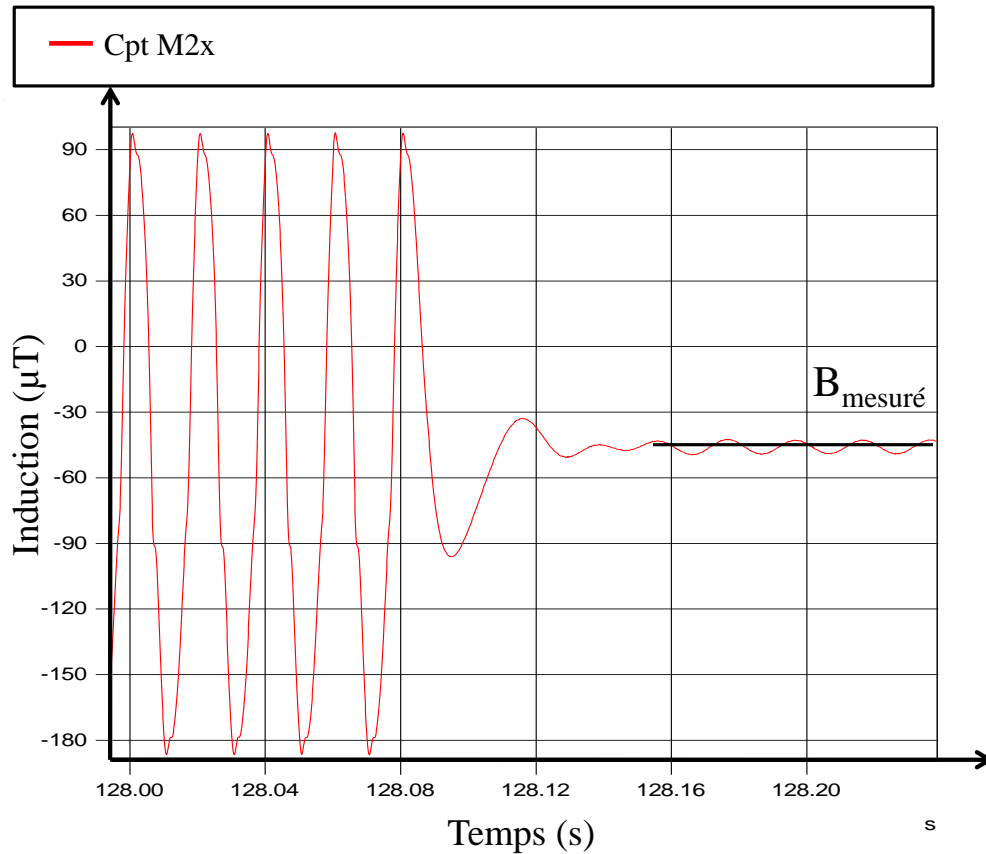
Nous devons souligner que pendant les essais d'enclenchement, les voies Y et Z des capteurs à l'intérieur de la cuve (M1, ..., 5) sont saturées, nous travaillons toujours avec les voies transversales. Par contre, nous devons aussi souligner que la voie X des capteurs M1 et M5 sont aussi saturées, ce qui nous empêche d'utiliser ces voies dans l'estimation des paramètres  $B_{0_{capteur}}$  et  $B_{CM_{capteur}}$  ( $\Phi_r$ ). Par conséquent, nous devons aussi enlever ces voies du modèle direct. Le nouveau modèle direct retenu est présenté ci-dessous, équation IV-10.

$$\begin{bmatrix} 7,31 & 2,19 \\ 7,80 & 2,10 \\ 7,19 & 2,05 \\ 2,39 & 0,73 \\ 2,20 & 0,94 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Phi_{base1} \\ \Phi_{base2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{CM_{Capteur\_M2x}} \\ B_{CM_{Capteur\_M3x}} \\ B_{CM_{Capteur\_M4x}} \\ B_{CM_{Capteur\_Blz}} \\ B_{CM_{Capteur\_B2z}} \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

La Figure IV-17, ci-dessous, montre un exemple de l'estimation des paramètres  $B_{CM_{capteur}}$  et  $B_{0_{capteur}}$  pour le capteur M2x, essai No.1 (voir Tableau IV-4).



a) Estimation du paramètre  $B_{0_{capteur}}$



b) Estimation du paramètre  $B_{CM\text{capteur}}$

Figure IV-17 Exemple de l'estimation des paramètres  $B_{0\text{capteur}}$  et  $B_{CM\text{capteur}}$  pour l'enclenchement No.1 du Tableau IV-4 pour le capteur M2x.

Dans la Figure IV-17 a, ci-dessus, nous pouvons constater que le paramètre  $B_{0\text{capteur}}$  n'est pas constant pendant son estimation et qu'il présente des variations fortes, mais reproductibles (cercle 3). Ceci se traduit par une non symétrie de l'induction mesurée par le capteur M2x (cercle 1 et 2).

La source électromagnétique qui génère cette dissymétrie reste à déterminer. L'intensité de la variation laisse supposer qu'elle est due à un courant. Par contre, nous n'avons pas de moyens de prouver cette hypothèse, car comme les enclenchements se sont passés au primaire du transformateur (côté triangle), nous n'avons pu mesurer, ni les courants dans les bobines, ni le courant homopolaire (courant présent dans le triangle et qui est riche en harmonique 3).

Cette oscillation du  $B_{0\text{capteur}}$  rend très difficile son estimation exacte. Par contre, nous pouvons constater que juste après l'oscillation (cercle 3), le  $B_{0\text{capteur}}$  présente une zone où sa valeur est plus ou moins stable (carré 1). Le  $B_{0\text{capteur}}$  sera estimé comme étant la valeur moyenne de l'induction de cette zone (carré 1). Nous verrons plus tard que cette méthode par défaut n'est en fait pas du tout précise et donc insatisfaisante.



Une fois le  $B_{0\text{capteur}}$  estimé, nous pouvons estimer le paramètre  $B_{CM\text{capteur}}$ . Rappelons-nous que le  $B_{CM\text{capteur}}$  est obtenu à partir de la soustraction entre les paramètres  $B_{\text{mesuré}}$  (au moment que le transformateur est hors tension, voir Figure IV-17 b) et  $B_{0\text{capteur}}$ .

Le Tableau IV-9 présente les valeurs de  $B_{\text{mesuré}}$ ,  $B_{0\text{capteur}}$  et  $B_{CM\text{capteur}}$ , calculées pour chacune des 13 mises hors tensions du transformateur du Tableau IV-4.

No. de l'enclenchement	Capteurs	$B_{0\text{capteur}}$ ( $\mu\text{T}$ )	$B_{\text{mesuré}}$ ( $\mu\text{T}$ )	$B_{CM\text{capteur}}$ ( $\mu\text{T}$ )
1	M2x	-46,190	-46,210	-0,020
	M3x	-24,800	-25,000	-0,200
	M4x	12,600	13,990	1,390
	B1z	-18,640	-16,710	1,930
	B2z	49,470	49,980	0,510
2	M2x	-46,465	-46,980	-0,515
	M3x	-26,530	-27,230	-0,700
	M4x	12,840	13,830	0,990
	B1z	-17,260	-15,490	1,770
	B2z	48,480	49,010	0,530
3	M2x	-44,945	-44,830	0,115
	M3x	-22,845	-22,850	-0,005
	M4x	12,480	14,130	1,650
	B1z	-18,760	-16,650	2,110
	B2z	50,150	50,690	0,540
4	M2x	-46,750	-47,700	-0,950
	M3x	-26,955	-28,010	-1,055
	M4x	12,715	13,520	0,805
	B1z	-17,440	-15,650	1,790
	B2z	48,280	48,890	0,610
5	M2x	-48,680	-49,600	-0,920
	M3x	-36,320	-37,350	-1,030
	M4x	11,765	11,610	-0,155
	B1z	-16,650	-15,350	1,300
	B2z	42,570	43,350	0,780
6	M2x	-2,730	-3,680	-0,950
	M3x	-4,490	-4,820	-0,330
	M4x	3,760	4,550	0,790
	B1z	-10,930	-11,660	-0,730
	B2z	39,260	40,230	0,970
7	M2x	37,530	37,160	-0,370
	M3x	9,225	8,890	-0,335
	M4x	-0,730	-0,150	0,580

	B1z	25,070	24,360	-0,710
	B2z	10,530	11,650	1,120
8	M2x	32,490	29,310	-3,180
	M3x	-4,625	-7,690	-3,065
	M4x	-8,325	-11,770	-3,445
	B1z	34,870	33,320	-1,550
	B2z	-17,960	-19,590	-1,630
9	M2x	33,420	30,770	-2,65
	M3x	-2,070	-4,530	-2,46
	M4x	-9,430	-12,090	-2,66
	B1z	32,340	30,580	-1,76
	B2z	-33,230	-33,570	-0,34
10	M2x	4,155	4,320	0,165
	M3x	8,725	8,040	-0,685
	M4x	-4,805	-5,010	-0,205
	B1z	18,700	19,150	0,45
	B2z	-30,630	-31,230	-0,6
11	M2x	-26,430	-26,300	0,13
	M3x	-1,055	-1,060	-0,005
	M4x	0,730	1,120	0,39
	B1z	-11,890	-10,850	1,04
	B2z	-3,670	-4,120	-0,45
12	M2x	-20,570	-20,050	0,52
	M3x	9,840	10,320	0,48
	M4x	7,865	10,210	2,345
	B1z	-18,090	-16,400	1,69
	B2z	20,700	22,220	1,52
13	M2x	-40,750	-44,640	-3,89
	M3x	-26,260	-30,220	-3,96
	M4x	10,250	6,530	-3,72
	B1z	-15,790	-15,730	0,06
	B2z	40,495	39,960	-0,535

Tableau IV-9 Valeurs de  $B_{\text{mesuré}}$ ,  $B_{0\text{capteur}}$  et  $B_{\text{CMcapteur}}$  estimées pour chacune des 13 mises hors tensions montrées dans le Tableau IV-4.

#### IV.3.2.4. Valeurs des flux rémanents estimées après chaque mise hors tension.

Nous pouvons maintenant passer aux résultats obtenus par notre méthode pour estimer les valeurs des flux rémanents après chaque mise hors tension. Rappelons que les équations qui permettent cette estimation sont les équations (IV.9) et (IV.10), réécrites ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{base1} \\ \Phi_{base2} \end{bmatrix} = (A^+)^* \begin{bmatrix} B_{CM_{Capteur\_M2x}} \\ B_{CM_{Capteur\_M3x}} \\ B_{CM_{Capteur\_M4x}} \\ B_{CM_{Capteur\_B1z}} \\ B_{CM_{Capteur\_B2z}} \end{bmatrix}$$

Avec :

(IV.9)

$$A = \begin{bmatrix} 7,31 & 2,19 \\ 7,80 & 2,10 \\ 7,19 & 2,05 \\ 2,39 & 0,73 \\ 2,20 & 0,94 \end{bmatrix}$$

Et :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \Phi_{r3} \end{bmatrix} = [\Phi_{base1} \quad \Phi_{base2}]^* \begin{bmatrix} -0,18 & +0,35 & -0,17 \\ -0,40 & +0,02 & +0,38 \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

Le Tableau IV-10 montre une comparaison entre les valeurs de flux rémanent estimées par la méthode d'intégration de la tension et par notre méthode pour chacune de 13 mises hors tensions présentées dans le Tableau IV-4.

No. de l'enclenchement	Méthode d'Intégration de la tension (p.u. du flux à tension nominale)			Notre méthode (p.u. du flux à tension nominale) A = [M2x,3x,4x et B1z,2z]			Erreur (% du Flux à tension nominale)		
	$\Phi_{rA}$	$\Phi_{rB}$	$\Phi_{rC}$	$\Phi_{rA}$	$\Phi_{rB}$	$\Phi_{rC}$	$\Phi_{rA}$	$\Phi_{rB}$	$\Phi_{rC}$
<b>1</b>	-0,13	-0,03	0,16	-0,58	-0,11	0,69	<b>45</b>	<b>7</b>	<b>-52</b>
<b>2</b>	-0,12	-0,05	0,18	-0,68	-0,15	0,83	<b>56</b>	<b>10</b>	<b>-66</b>
<b>3</b>	-0,14	-0,02	0,16	-0,56	-0,09	0,66	<b>43</b>	<b>7</b>	<b>-50</b>
<b>4</b>	-0,12	-0,05	0,17	-0,80	-0,19	0,99	<b>68</b>	<b>14</b>	<b>-82</b>
<b>5</b>	-0,13	-0,05	0,18	-0,93	-0,24	1,16	<b>80</b>	<b>19</b>	<b>-99</b>
<b>6</b>	-0,12	-0,05	0,18	-0,55	-0,13	0,68	<b>42</b>	<b>8</b>	<b>-50</b>
<b>7</b>	-0,14	-0,03	0,17	-0,80	-0,19	0,98	<b>66</b>	<b>16</b>	<b>-82</b>
<b>8</b>	-0,13	-0,05	0,17	0,74	0,02	-0,75	<b>-87</b>	<b>-6</b>	<b>93</b>
<b>9</b>	-0,13	-0,04	0,17	-0,07	-0,14	0,21	<b>-6</b>	<b>10</b>	<b>-3</b>
<b>10</b>	-0,14	-0,02	0,16	0,11	0,01	-0,13	<b>-25</b>	<b>-4</b>	<b>29</b>
<b>11</b>	-0,14	-0,03	0,17	0,23	0,06	-0,29	<b>-37</b>	<b>-9</b>	<b>46</b>
<b>12</b>	-0,13	-0,02	0,15	-1,13	-0,20	1,33	<b>100</b>	<b>18</b>	<b>-118</b>
<b>13</b>	0,14	-0,15	0,01	-0,46	-0,28	0,74	<b>60</b>	<b>13</b>	<b>-72</b>

Tableau IV-10 Comparaison entre les valeurs de flux rémanent estimées par la méthode d'intégration de la tension et par notre méthode.

Dans le Tableau IV-10, nous pouvons constater que l'erreur obtenue par notre méthode est systématique et conséquente, ce qui met en évidence un problème.

Cette erreur est due à la mauvaise estimation du  $B_{0_{\text{capteur}}}$  (oscillations du  $B_{0_{\text{capteur}}}$  pendant leur estimation, voir Figure IV-16 a). Ainsi, ces résultats remettent en cause notre méthode d'estimation de  $B_{0_{\text{capteur}}}$ . Par contre, comme nous l'avons déjà expliqué précédemment, nous n'avons pas de moyens pour identifier la source électromagnétique qui cause les dissymétries sur l'induction magnétique mesurée par les capteurs.

#### ***IV.4. Conclusion : points forts, points faibles et perspectives***

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie d'estimation du flux rémanent par mesure de l'induction magnétique appliquée à un transformateur triphasé de 400kVA a été proposée et testée expérimentalement.

Le principal point fort de la méthode est qu'elle permet l'identification des sources électromagnétiques (les valeurs de flux rémanents présents dans le circuit magnétique après une mise hors tension du transformateur) à partir de l'inversion d'un modèle direct qui est obtenu expérimentalement par moyen des essais à fréquence quasiment nulle. Cette caractérisation à fréquence nulle permet à la méthode de s'affranchir de l'influence des courants de Foucault sur l'induction magnétique mesurée par les capteurs.

Un autre point très important à retenir est que la voie transverse au plan frontal du circuit magnétique du transformateur (voie X pour les capteurs à l'intérieur de la cuve et Z pour les capteurs à l'extérieur de la cuve) est celle qui respecte la condition de linéarité du problème inverse et qui nous donne la possibilité d'appliquer notre méthode. Cette voie très utile pour notre méthode, mérite des études plus spécifiques pour mieux comprendre cette signature magnétique qui normalement n'est pas étudiée. Cependant, il nous faut bien souligner que le prix à payer pour cette linéarité que nous avons exploitée, est un niveau de signal très faible et donc un très mauvais rapport signal sur bruit qui peut en partie expliquer les résultats médiocres de notre identification des flux rémanents.

Le principal point faible de la nouvelle stratégie est que, pour l'instant, pour l'obtention du modèle direct, nous n'avons pas pu optimiser les emplacements des capteurs d'induction magnétique. Cela nous oblige à positionner plusieurs capteurs d'induction magnétique autour du transformateur et ensuite de sélectionner les capteurs à retenir. Ce n'est pas optimal. Un deuxième point faible de notre méthode est que, en fonction de la signature magnétique du transformateur et de la position des capteurs, elle peut être restreinte à une plage des valeurs de flux rémanent, nous empêchant alors d'estimer toutes les répartitions de flux rémanent.

Une des points durs pour l'application de notre méthode est l'estimation de  $B_{0_{\text{capteur}}}$ . Pour l'instant, nous avons échoué dans l'évaluation de ce paramètre fondamental. Si toutes les autres étapes semblent validées, ce point reste en suspens à ce stade des travaux et devra être travaillé par la suite pour rendre la méthode réellement opérationnelle.

A ce stade, il est donc encore nécessaire de progresser pour rendre la méthode utilisable, les points suivant devant impérativement être améliorés :

- Vérifier la validité de l'hypothèse faite sur la somme des flux rémanents que nous avons supposé nulle. La présence avérée de courant homopolaire dans les

bobinages couplés en triangle, nous fait planer un doute sur la validité de cette hypothèse.

- Obtenir une meilleure estimation du paramètre  $B_{0_{\text{capteur}}}$ .
- Effectuer une étude numérique (3D) de la signature magnétique à proximité d'un transformateur triphasé, afin de vérifier s'il existe des endroits plus pertinents pour l'emplacement des capteurs.
- Exploiter les autres voies des capteurs, notamment les voies parallèle et orthogonale au circuit magnétique, a priori donnant plus de signal que les voies utilisées dans notre tentative, mais que nous avons dû ignorer, soit à cause de la saturation des capteurs, soit à cause des non linéarités des abaques.
- Travailler sur une méthode de résolution du problème non linéaire afin d'exploiter les signaux plus forts des capteurs parallèles et orthogonaux au circuit magnétique, mais conduisant, comme déjà indiqué ci-dessus, à des abaques non linéaires.

# Conclusion Générale



## Conclusion Générale

Nous sommes maintenant arrivés à la fin de ce mémoire. Nous allons ici rappeler les objectifs initiaux de ce travail et présenter un bilan des résultats obtenus ainsi que les avantages et inconvénients de chacune des méthodes que nous avons présentées au cours de ce manuscrit.

L'objectif de cette thèse était de mieux comprendre les phénomènes des surintensités apparaissant dans un transformateur de puissance lors de sa mise sous tension brusque. Il s'agissait également de proposer une nouvelle stratégie de minimisation du courant d'appel en partant de la méthode de « *mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique* » initialement proposée par [CAV-11.1] dans sa thèse.

Dans ce travail, nous avons abordé trois grands thèmes :

- L'étude des causes et conséquences des courants d'appel dans les transformateurs triphasés.
- La présentation d'une nouvelle stratégie de « *Prefluxing* » qui a pour objectif l'élimination du courant d'appel.
- La présentation d'une nouvelle stratégie de « *mesure directe de flux par la mesure de l'induction magnétique* » qui a été appliquée à un transformateur monophasé ou triphasé.

La première partie de cette étude a été très importante pour la compréhension du phénomène des courants d'appel. A partir de cette étude, nous avons pu constater que les paramètres les plus importants à maîtriser lors d'un enclenchement brusque d'un transformateur sur le réseau sont : le(s) valeur(s) de(s) flux rémanent(s) présent(s) dans le circuit magnétique du transformateur avant sa mise sous tension et l'instant de fermeture du(es) pôle(s) du disjoncteur qui connecte le transformateur au réseau. Ces conclusions ont été possibles grâce à la recherche bibliographique, à l'équation analytique temporelle du flux et à l'étude de sensibilité du courant d'appel aux paramètres  $\Phi_r$  et  $\alpha$ .

La deuxième partie a présenté une nouvelle méthode de « *Prefluxing* » qui peut être appliquée à des transformateurs monophasés et triphasés. Comme nous avons pu le voir, cette méthode a conduit à de très bons résultats lorsque nous l'avons appliquée à un transformateur monophasé de 1,15kVA. Elle a permis ainsi l'élimination du courant d'appel lors d'un enclenchement brusque.

En ce qui concerne son application à un transformateur triphasé, nous n'avons pas pu valider la méthode totalement ceci à cause de la non disponibilité de la station d'essais. Par contre, nous avons pu tout de même vérifier que notre méthode nous permet d'amener le circuit magnétique du transformateur dans des états d'aimantation spécifiques et maîtrisés. Dans l'annexe A, nous avons montré que cet état d'aimantation peut être exploité dans un enclenchement brusque de façon à minimiser le courant d'appel. Dans notre étude, nous nous sommes concentrés sur l'enclenchement simultané des pôles du disjoncteur. Soulignons que cet enclenchement a été étudié par des simulations analytiques et numériques réalisées avec le logiciel EMTP.



Un autre point positif associé à cette méthode est que le dispositif de *Prefluxing* est simple et que pour le dimensionner nous n'avons besoin de ne connaître que la valeur du courant magnétisant du transformateur et la valeur de la résistance d'enroulement des bobines qui sont alimentées par le dispositif. Ces valeurs sont généralement fournies par le client ou par le fabricant du transformateur ce qui facilite le dimensionnement. Un autre point fort du dispositif de *Prefluxing* est qu'une source de courant de très faible puissance est en mesure de magnétiser des transformateurs de grande puissance, comme nous l'avons montré pour le cas d'application pour le transformateur triphasé où une source de courant de 600W a été capable de magnétiser un transformateur triphasé de 400kVA. Un autre point fort de ce dispositif est que son utilisation permet d'obtenir la « fonction de transfert » utilisée dans la nouvelle méthode de « *mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique* ».

Le principal désavantage de la nouvelle stratégie de *Prefluxing* est qu'elle doit se dérouler en deux étapes distinctes : il faut tout d'abord mettre en œuvre le dispositif de *Prefluxing* et le déconnecter avant mise sous tension du transformateur. Ce dispositif n'étant ni disponible sur site actuellement ni automatisé, cette installation a un coût qui peut ne pas être négligeable. Si l'installation du dispositif est déjà prévue dans le poste électrique, la mise sous tension du transformateur peut être réalisée en quelques minutes.

La troisième partie a présenté une nouvelle stratégie de « *mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique* » qui a été appliquée à des transformateurs monophasés et triphasés. Tout d'abord une étude détaillée de la méthode proposée par [CAV-11.1] a été réalisée. Cette étude a montré que les hypothèses faites par cette méthode étaient à l'époque trop fortes pour assurer une bonne précision. En effet, nous avons pu montrer que les courants de Foucault influencent l'induction magnétique mesurée par les capteurs et que la fonction de transfert qui lie le flux à l'induction n'est pas linéaire, ce qui était une des hypothèses de l'approche initiale. En tenant compte de ces nouvelles informations, une nouvelle méthode plus précise a été développée.

Dans le cas d'application pour un transformateur monophasé sans et avec cuve, nous avons pu vérifier que les résultats obtenus par la nouvelle méthode sont excellents. Le succès de ces résultats vient du fait que la fonction de transfert est maintenant obtenue expérimentalement ce qui rend l'estimation du flux rémanent beaucoup plus précise. Un autre point fort de la nouvelle méthode concerne le fait qu'il existe des composantes de l'induction mesurées sur les capteurs non sensibles à la présence de la cuve. Ces composantes correspondent à l'axe transverse au plan du transformateur quand les capteurs sont collés au circuit magnétique. Le principal inconvénient de cette méthode est que l'induction magnétique mesurée par les capteurs à l'extérieur de la cuve est influencée par l'aimantation résiduelle de la cuve si elle existe. Cependant, nous avons pu vérifier que quelques voies associées à des capteurs externes peuvent quand même être exploitées et présentent de bons résultats tout en restant complètement à l'extérieur du transformateur.

Dans le cas du transformateur triphasé, nous avons constaté que notre nouvelle méthode présente à ce stade des erreurs importantes dans l'estimation de la valeur des flux rémanents. Nous avons pu vérifier que ces erreurs sont dues à une mauvaise estimation de la valeur de  $B_{0_{\text{capteur}}}$ . En effet, ce paramètre qui était toujours constant se met à osciller dans le cas triphasé pendant la mise hors tension. Ce phénomène a empêché son estimation correcte. Par contre, nous avons pu quand même valider le modèle direct retenu par notre méthode ce qui est une avancée en soi, car cela signifie que l'approche inverse linéaire est valide et qu'elle a pu ainsi être appliquée. Par conséquent, la matrice qui nous permet de remonter aux

valeurs des flux rémanents présents dans le circuit magnétique du transformateur à partir des mesures des inductions magnétiques semble être correctement obtenue.

Évidemment, il reste des tâches à accomplir avant que les méthodes présentées dans ce manuscrit puissent être industrialisables. Les paragraphes suivants présentent les perspectives pour chacune des méthodes.

Pour la méthode du *Prefluxing*, il faut encore travailler sur l'application de la méthode à un transformateur triphasé. En effet, il nous reste à expérimenter l'enclenchement contrôlé du transformateur pour bien prouver que la répartition des flux rémanents présents dans le circuit magnétique après l'opération du dispositif de *Prefluxing* est favorable. Il serait également pertinent d'étudier quelle serait la répartition de flux rémanent la plus favorable pour un enclenchement non simultané des pôles du disjoncteur.

Pour la méthode de « *Mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique* », il faut encore travailler sur l'utilisation de la méthode pour un transformateur triphasé. Les principaux points à travailler sont :

- L'étude de l'origine de l'oscillation de  $B_{0_{\text{capteur}}}$ . Cette étape est fondamentale pour que ce paramètre puisse être correctement estimé.
- L'étude numérique en 3D de la signature magnétique d'un transformateur hors tension afin de comprendre physiquement le comportement de la voie transverse qui a toujours présenté le comportement le plus linéaire parmi les trois voies de mesure. Cette étape permettra aussi de vérifier s'il existe des endroits plus pertinents pour l'emplacement des capteurs de façon à optimiser le nombre et le positionnement de ceux-ci.
- L'étude d'une résolution du problème inverse non linéaire, afin d'exploiter les autres voies des capteurs notamment les signaux des voies parallèles et orthogonales au circuit magnétique.
- L'étude de l'emplacement des capteurs. L'introduction des capteurs à l'intérieur de la cuve est très complexe à mettre en œuvre (fixation, contraintes diélectriques, température, corrosivité de l'huile, récupération des données, vieillissement, etc.) sans mentionner leur remplacement si l'un d'entre eux tombe en panne. Il apparaît a priori souhaitable de privilégier les capteurs à l'extérieur de la cuve. Cette solution doit être encore travaillée afin que la nouvelle méthode devienne complètement industrialisable.



# Bibliographie



Bibliographie

- [ABB-04] ABB, « Controlled Switching application guide », Edition 1, 2004
- [ABB-13] ABB, « Controlled Switching application guide », Edition 4, 2013
- [ADI-92] M. M. Adibi, R. W. Alexander, B. Avramovic, « Overvoltage Control During Restoration. » IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 7, No. 4, pp. 1464-1470, Nov. 1992
- [ADL-01] A. A. Adly, « Computation of inrush current forces on transformer windings », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No. 4, pp. 2855-2857, July 2001
- [ANS-85] *ANSI/IEEE C37.91-1985, « IEEE Guide for Protective Relay Applications to Power Transformers. ANSI/IEEE », 1985*
- [ANS-87] *ANSI/IEEE C37.102-1987, « IEEE Guide for AC Generator Protection. ANSI/IEEE », 1987*
- [BAR] Bartington, Brochure MAG-03,  
<http://www.bartington.com/products/Mag-03ThreeAxisMagneticfieldsensors.cfm>.
- [BAS-08] K. P. Basu, A. Asghar, « Reduction of Magnetizing Inrush Current in a delta Connected Transformer », 2<sup>nd</sup> IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08); pp. 35-38, Johor Bahru, Malaysia, December 2008.
- [BEN-02] A. Benabou, « Contribution à la caractérisation et à modélisation des matériaux magnétiques en vue d'une implantation dans un code de calcul de champs », 176p, Thèse de l'Ecole doctorale des Sciences pour l'Ingénieur – Université Lille 1, Génie Electrique, Lille, 2002.
- [BER-98] G. Bertotti, « Hysteresis in magnetism for physicists, materials scientists and engineers », ed. par Academic Press, London, pp. 558, 1998.
- [BLU-44] L. F. Blume, G. Camilli, F. B. Farnham, H. A. Peterson, « Transformer magnetizing inrush currents and influence on system operations », AIEE Trans, Power Apparatus and Systems, pp. 366-375, 1944.

- [BRO-96] H. S. Bronzeado, P. B. Brogan, R. Yacamini, « Harmonic analysis of transient currents during sympathetic interactions », IEEE Trans. On Power systems, vol. 11, No. 4; pp. 2051-2056, November 1996.
- [BRU-01] J. H. Brunke, K. J. Frohlich, « Elimination of transformer inrush currents by controlled switching: Part I – Theoretical Considerations », IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 16, No. 2, pp 281-285, 2001.
- [BRU-98] J. H. Brunke, « Elimination of transient inrush currents when energizing unloaded power transformers », Thèse de l'Institut Fédérale de Technologie de la Suisse, Génie Électrique, Suisse, 1998.
- [BUI-11] A. T. Bui, « Caractérisation et modélisation du comportement des matériaux magnétiques doux sous contrainte thermique », 127p, Thèse de l'Ecole doctorale de Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon, Génie Electrique, Lyon, 2011.
- [CAV-11.1] D. Cavallera, « Contribution au renvoi de tension et reconstitution du réseau. Identification des paramètres d'un réseau et estimation des flux rémanents dans un transformateur. », 174p, Thèse de l'Ecole doctorale de Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal, Génie Electrique, Grenoble, 2011.
- [CAV-11.2] D. Cavallera, J. L. Coulomb, O. Chadebec, B. Caillault, F.X. Zgainski, « Procédé et système de contrôle de l'instant de mise sous tension d'un dispositif comprenant un circuit magnétique », Brevet, 245663 D29176-FD, 2011.
- [CAV-14] D. Cavallera, V. Oiring, J.-L. Coulomb, O. Chadebec, B. Caillault, F.-X. Zgainski, « A new method to evaluate the residual flux thanks to leakage flux. Application to a transformer. », IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 50, No. 2, 2014.
- [CED] Cedrat, Logiciels FEM électromécaniques, Notice d'utilisation générale Flux2D.
- [CEI-71] CEI-71 : Coordination de l'isolement : termes définitions, principes et règles.
- [CEZ-14] V. O. de C. Cezar, L-L. Rouve, J-L. Coulomb, F-X. Zgainski, O. Chadebec, B. Caillault, « Elimination of Inrush Current using a new prefluxing method. Application to a single-phase Transformer », IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 1717-

1723, Berlin, September 2014.

- [CHA-01] O. Chadebec, « Modélisation du champ magnétique induit par des tôles. Identification de l'aimantation. Application à l'immunisation en boucle fermée d'une coque ferromagnétique », pp.165, Thèse de l'Ecole doctorale de Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal, Génie Electrique, Grenoble, Juin 2001.
- [CHA-14] B. Chauvin, « Amélioration du pilotage de la fermeture à distance de système de commutation et généralisation de la méthode à la mesure sans fil. », pp.57, Stage de mastère 1, Génie Électrique, Université Joseph Fourier, Grenoble, 2014.
- [CHE.1] [http://chercheurs.edf.com/Commun/Innovation/partenariats/PlaquetteRenardieres\\_2013.pdf](http://chercheurs.edf.com/Commun/Innovation/partenariats/PlaquetteRenardieres_2013.pdf)
- [CHE.2] <http://chercheurs.edf.com/organisation/centres-pres-de-paris-93763.html>
- [CHI-09] N. Chiesa, H. K. Høidalen « Stematic switching study of transformer inrush current: simulations and measurements », International Conference on Power Systems Transients (IPST), pp.8, Kyoto, Japan, June 2009.
- [CIG-04] CIGRE Working Group A3.07, « Controlled Switching of HVAC Circuit Breakers », 19 January 2004.
- [CIG-14] Cigre, working group C4.307, « Transformer energization in power systems : A study guide, Brochure technique CIGRE n° 568, February 2014.
- [COR-96] F. Cortial, « Modélisation de l'hystérésis et des dispositifs d'enregistrement magnétique. », pp. 222, Thèse de l'INPG, Génie Électrique, Grenoble, 1996.
- [DEB-01] O. Deblecker, « Contribution de la modélisation de champs magnétiques dans les systèmes comportant des milieux non linéaires et hystérétiques. », Thèse de la Faculté Polytechnique de Mons, Sciences Appliqués, Belgique, 2001.
- [DOU-91] J. Douville, R. Malewski, L. Lavallee, « Capteur de tension couplé à la prise capacitive d'une traversée d'un dispositif HT », France, Brevet CA1291533, 29 d'octobre de 1991.



- [ENE] <http://lenergiedavancer.com/les-renardieres-lieu-du-developpement-de-efficacite-energetique-de-demain/2012/03/13/>, Mars 2012.
- [FAV-04] E. Favre, "Capteurs de courant: à chacun son argument!", Mesures–763, 2004.
- [GIR-07] R. S. Girgis, Ed G. teNyenhuis, « Characteristics of inrush current of present designs of power transformers », IEEE Power & Energy Society General Meeting (PES), pp. 1-6, Tampa, USA, June 2007.
- [GUI-73] A. Guilbert, « Circuit magnétiques à flux alternatif transformateurs (théorie, fonctionnement, calcul) », ed. par Eyrolles et Masson, Paris, pp. 2-9, 1973.
- [HEA-07] M. J. Heathcote, « 13<sup>th</sup> J&P Transformer book, A practical technology of power transformer », ed. par Elsevier, Boston, pp. 974, 2007.
- [HOL-68] B. Holgrem, R. S. Genkins, J. Riubrugent, « Transformer Inrush Current », CIGRE, Pt. 12.03, 13 pp, 1968.
- [KAN-04] Y. C. Kang, E. S. Jin, S. H. Kang, P. A. Crossley, « Compensated-current differential relay for protection of transfromers », IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, vol. 151, No. 3, pp 281-289, 2004.
- [KAN-05] Y. C. Kang, E. S. Jin, S. H. Kang, P. A. Crossley, « Compensated-current differential relay for Y- $\Delta$  transformer protection », IEEE Power Tech, pp 1-7, Russia, 2005.
- [KET-02] A. Ketabi, A. M. Ranjbar, R. Feuillet, « Analysis and Control of Temporary Overvoltages for Automated Restoration Planning », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No.4, pp. 1121-1127, Oct. 2002.
- [KOV-11] B. Kovan, F. de León, D. Czarkowski, Z. Zabbar, L. Birenbaum, « Mitigation of inrush currents in network transformers by reducing the residual flux with an ultra-low-frequency power source », IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, No. 3, July 2011.
- [KUL-04] S. V. Kulkarni, S. A. Khaparde, « Transformer Engineering (Design and Practice) », ed. par Marcel Dekker, New York., pp. 478, 2004.
- [LEO-14] F. de Leon, A. Farazmand, S. Jazebi, D. Deswal, R. Levi, « Elimination of residual flux in transformers by the application of an alternating polarity DC voltage source. », IEEE Transactions on Power

- Delivery, Vol. PP, No. 99, 2014.
- [LIU-10] T. Liu, H. Siguerdidjane, M. Petit, T. Jung, J. P. Dupraz, « Reconstitution of power transformer's residual flux with CVT's measurement during its de-energization », IEEE International conference on Control applications (CCA10), pp. 206-209, Japan, Yokohama 2010.
- [LIU-11] T. Liu, « Manœuvre contrôlée de transformateurs de puissance avec flux rémanent », 150p, Thèse de l'Ecole doctorale Sciences et Technologie de l'Information de Télécommunications et Systèmes, Physique, Paris, 2011.
- [MAK-12] N. J. Makowski, J. G. Hildreth, « Demagnetization of large power transformer based on the calculation of the flux linkage. », IEEE Power and Energy Society General Meeting, pp. 1-3, USA, San Diego, 2012.
- [MAY] Mayer, Brochure FLC3-70, <http://www.stefan-mayer.com/en/products/magnetometers-and-sensors/magnetic-field-sensor-flc3-70.html>.
- [MAY-91] I. D. Mayergoyz, « Mathematical models of hysteresis. », pp. 207, SPRINGER-VERLAG, New York, 1991.
- [MIT-07] Mitsubishi Electric Advance, « Controlled Switching », Vol. 117, Mars 2007
- [MSA-09] A. M. Msaed, « Micro capteur magnétique de mesure de courant et traitement intégré », pp. 144, Thèse de l'Ecole doctorale de Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal, Génie Electrique, Grenoble, Septembre 2009.
- [NIC] Nicolet Technologies, « Vision » : enregistreur compact intégrant les caractéristiques de visualisation et d'impression temps-réel des enregistreurs oscillographiques, Manuel d'utilisation.
- [NOV-12] M. Novak, « Elimination of three-phase transformer inrush current through core forced magnetization and simultaneous closing. », International Conference on Applied Electronics (AE 2010), pp. 1-4, Pilsen, 2010.
- [OSS-91] F. Ossart, « Modélisation numérique de l'enregistrement magnétique. », Thèse de l'INPG, Génie Électrique, Grenoble, 1991.

- [PET-03] G. Petrovic, T. Kilic, S. Milun, « Remanent flux measurement and optimal energization instant determination of power transformer », XVII IMEKO World Congress, Dubrovnik, Croatia, 2003.
- [POV-78] D. Povh, W. Schultz, « Analysis of overvoltages caused by transformer magnetizing inrush current », IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, No 4, July/August 1978.
- [PRA-13] J. K. Pradeep, S. Jaikaran, « Prefluxing technique to mitigate inrush current of three-phase power transformer. », International Journal of Scientific & Engineering Research, Vol. 4, No. 6, 2013.
- [RAG-08] P. Ragot, « Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents », Thèse de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Sciences Appliquées, Suisse, 2008.
- [RAG-08] P. Ragot, « Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents », Thèse de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Sciences Appliquées, Suisse, 2008.
- [REI-11] A. Reis, J. C. Oliveira, R. Apolonio, « A controlled switching methodology for transformer inrush current elimination: theory and experimental validation », 11<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electrical Power Quality and Utilization (EPQU), pp. 1-6, Lisbon, Portugal, October 2011.
- [RIO-05] M. Rioual, H. Digard, J. M. Rashi, F. Olivier, F. Zgainski, B. Caillault, « Transformateurs 400kV de centrales STEP: flux rémanents à l'ouverture et contraintes à l'enclenchement avec moyens pour le réduire », COMEP 2005.
- [RIO-09] M. Rioual, Y. Guillot, C. Crepy, « Determination of the air-core reactance of transformers by analytical formulae for different topological configurations and its comparison with an electromagnetic 3D approach », IEEE Power & Energy Society General Meeting (PES), pp. 1-8, Calgary, July 2009.
- [ROC-82] R. G. Rocamora, « Switching surges: Part IV – Control and Reduction on AC transmission lines », IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, No. 8, pp. 2694-2702, August 1982.

- [SAD-12] I. Sadeghkhani, A. Ketabi, R. Feuillet, « An approach to evaluate switching overvoltages during power system restoration », *Serbian Journal of electrical engineering*, Vol. 9, No. 2, pp. 171-187, June 2012.
- [SAN-03] G. dos Santos, « Transformateurs 400kV de centrales STEP: Évaluation des contraintes diélectriques et mécaniques », EDF R&D, COMEP 2003.
- [SMC] SMTC Manuel de référence, MAMT-0153-0.
- [STE-02] M. Steurer, K. Frohlich, « The impact of inrush currents on the mechanical stress of high voltage power transformer coils », *IEEE* 2002.
- [SYB-85] G. Sybille, M. M. Gavrilovic, J. Belanger, V. Q. Do, « Transformer saturation effects on EHV system overvoltages », *IEEE Transactions on Power Apparatus and System*, Vol. PAS-104, No. 3, March 1985.
- [TAY-12.1] D. I. Taylor, J. D. Law, B. K. Johnson, N. Fischer, « Single-phase transformer inrush current reduction using prefluxing. », *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 245-252, Vol. 27, No. 1, 2012.
- [TAY-12.2] D. I. Taylor, « System, Apparatus and method for reducing inrush current in a three-phase transformer », *Brevet*, WO 2013/106150 A1, 2012.
- [TAY-12.2] D. I. Taylor, « System, Apparatus and method for reducing inrush current in a three-phase transformer », *Brevet*, WO 2013/106150 A1, 2012.
- [VUI-08] Y. Vuillermet, « Immunisation en boucle fermée Application au sous-marin double coque, Identification de l'aimantation à partir de mesures du champ magnétique proche », pp. 150, Thèse de Doctorat de l'Institut Polytechnique de Grenoble, Génie Electrique, Grenoble, 2008.





---

**Titre :**

Contribution au renvoi de tension et à la reconstitution du réseau. Estimation des flux rémanents dans un transformateur.

---

**Mot clefs :**

Transformateur, Flux Rémanent, Courant d'appel, Réseaux Électrique, Enclenchement d'un transformateur, Renvoi de Tension, Mesure de champ magnétique

---

**Résumé :**

Lors de la réalimentation des auxiliaires d'une tranche nucléaire ou hydraulique, l'étape la plus à risque est la remise sous tension brusque du transformateur à cause des surtensions et courants d'appels générés. Ces phénomènes transitoires engendrent des effets très indésirables autant pour le réseau comme pour le transformateur (efforts électrodynamiques sous les bobinages, vibration du circuit magnétique, bruit et vieillissement prématuré du transformateur.) Le but de ces travaux de thèse est de proposer de nouvelles méthodologies permettant d'évaluer les paramètres mal connus (les valeurs des flux rémanents présents dans le circuit magnétique du transformateur avant sa mise sous tension). Face aux problèmes actuelles pour l'estimer (méthode non directe, dérive, imprécision de la mesure de la tension, etc.), deux nouvelles méthodes basées sur la magnétisation préalable du circuit magnétique (méthode de prefluxing) et sur la mesure des flux de fuites du circuit magnétique (méthode de mesure directe de flux par mesure de l'induction magnétique) sont proposées.

---

**Titre :**

Contribution to the power plant re-energization and the network restoration. Estimation of residual flux in a transformer.

---

**Keywords :**

Transformer, Residual flux, Inrush current, Electrical network, Transformer switching, Power plant re-energization, measurement of magnetic fields

---

**Abstract :**

During the re-energization of the auxiliaries of a nuclear or hydraulic power plant, the most dangerous step is the re-energization of the power transformer, because of the temporary overvoltage and inrush currents. These transients phenomenon causes undesirable effects for both network and for the power transformer (electrodynamic forces over the windings, the magnetic circuit's vibration, noise and the premature aging of the transformer). The goal of these thesis is to suggest new methodologies allowing us to evaluate unknown parameters (the residual flux's values in the magnetic circuit before transformer's energization). According to the latest problems in order to evaluate it (no direct method, derivation, voltage measurement error, etc) two new methods based on the previous magnetization of the magnetic circuit (prefluxing method) and on the leakage flux measurement of the magnetic circuit (direct measurement of the flux by measuring the magnetic induction method) are proposed.

---